TV
l'antenna
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III°
Anno XXV - Marzo 1953
NUMERO
3
LIRE 250

TUTTO
VEDE

SP
ASCOLTATE
LA
RADIO CON
RADIO
SIEMENS
MILANO
IL RICEVITORE DI QUALITA'

due modelli della produzione DUCATI radio

RR 2352 SERIE A.N.I.E.

supereterodina
5 valvole Rimlock
2 gamme d'onda

L. 29.000

RR 1350

supereterodina
5 valvole miniatura
onde medie
alimentazione in c.a. e c.c.

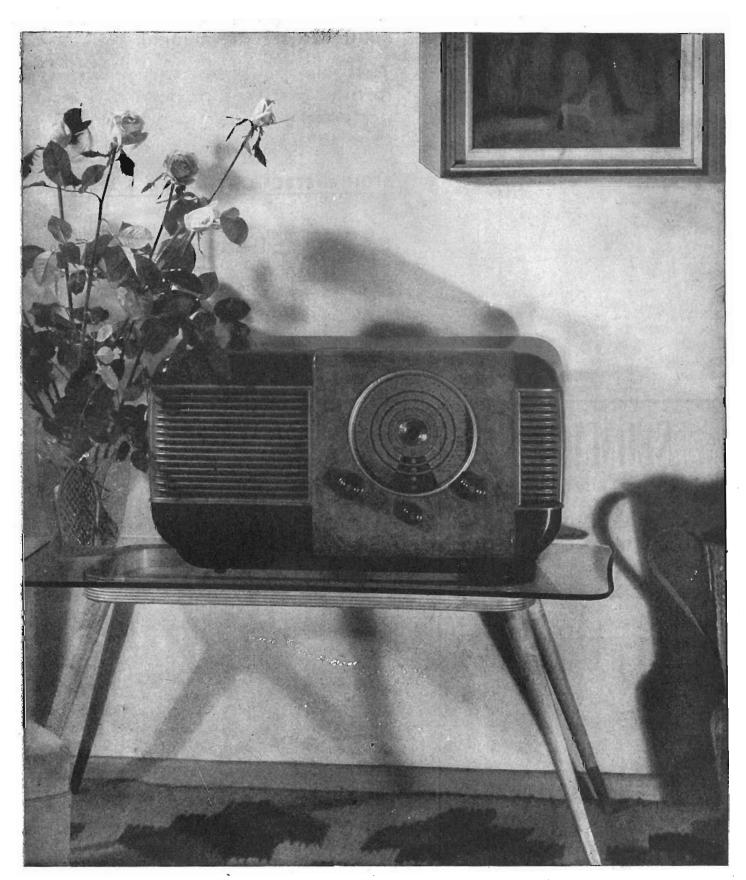
L. 21.900

DUCATI

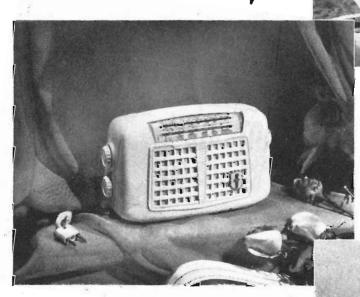
BOLOGNA

I PANGAMMA $\frac{AM}{FM}$

IMCARADIO - Alessandria

Tre modelli (un midget - due radiofoni) sono in produzione e in vendita

Il Pangamma Mod. IF 121 Midget (Foto Porta)

Mod. 561 RGL - Supereterodina a 6 valvole - 5 gamme d'onda, 2 medie, 3 corte - Grande scala - Mobile in radica extra lusso - Occhio elettrico di sintonia - Potenza d'uscita 5,8 Watt con 10% di distorsione - Potenza media 3 Watt con 1,8% di distorsione - Ingombro: 90x85x57 - Complesso fonografico a 3 velocità LESA.

Mod. 560 - Supereterodina a 6 valvole - Cinque gamme d'onda, 2 medie e 3 corte - Grande scala a specchio - Mobile in radica tipo lusso - Occhio elettrico di sintonia - Potenza di uscita 3,5 Watt indistorti - Ingombro: 60x34x23.

Mod. 352 - Supereterodina 5 valvole - 3 gamme d'onda, 1 media, 2 corte (Banda 25-M, Banda 50-M) - Mobile in Mellamina in colori diversi - Potenza di uscita 1,7 W. - Dati di ingombro: 29x18x11.

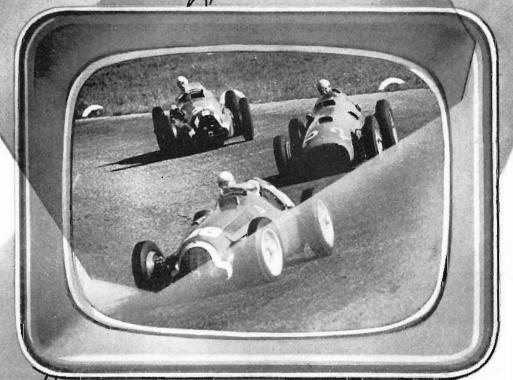
Mod. 560 RGL - Supereterodina a 6 valvole - Cinque gamme d'onda, 2 medie e 3 corte - 2 altoparlanti - Grande scala a specchio - Mobile in radica tipo extra lusso - Occhio elettrico di sintonia - Potenza di uscita 5,8 Watt con 10% di distorsione - Potenza media 3 Watt con 1,8% di distorsione - Ingombro: 80x75x40 - Complesso fonografico a 3 velocità LESA.

VICTOR
RADIO E TELEVISIONE
PRODUZIONE 1953

erre erre s. r. l.
VIA COLA DI RIENZO, 9
MILANO - TELEF. 470.197 - Uff.
474.625 - Lab.

Rimlock SERIE U

Tipo	Accensione	Impiego	Condizioni	Correnti (mA)	Caratteristiche
UCH 42 Triodo - esodo	V_f = 14 V I_f = 0.1 A	Convertitore di frequenza (parte esodo)	V_a = 170 V R_1 [1]) = 18 kΩ R_2 [2]) = 27 kΩ R_{g3+gT} = 47 kΩ V_{g1} = −1.85 V	I_a = 2.1 I_{g2+g4} = 2.6 I_{g3+gT} = 0.20	S_c = 670 μA/V R_i = 1.0 MΩ
			V_a = 100 V R_1 [1]) = 18 kΩ R_2 [2]) = 27 kΩ R_{g3+gT} = 47 kΩ V_{g1} = − 1.0 V	I_a = 1.2 I_{g2+g4} = 1.5 I_{g3+gT} = 0.10	S_c = 530 μA/V R_i = 1.2 MΩ
		Oscillatore (parte triodo)	V_b = 170 V R_a = 10 kΩ R_{g3+gT} = 47 kΩ V_{osc} = 8 V_{eff}	I_a = 5.7 I_{g3+gT} = 0.20	S_{eff} = 0.65mA/V
			V_b = 100 V R_a = 10 kΩ R_{g3+gT} = 47 kΩ V_{osc} = 4 V_{eff}	I_a = 3.1 I_{g3+gT} = 0.10	S_o = 2.8mA/V S_{eff} = 0.6mA/V μ = 22
UBC 41 Doppio diodo-triodo	V_f = 14 V I_f = 0.1 A	Caratteristiche tipiche	V_a = 170 V V_g = −1.6 V	I_a = 1.5	S = 1.65 mA/V R_i = 42 kΩ μ = 70
			V_a = 100 V V_g = − 1.0 V	I_a = 0.8	S = 1.4 mA/V R_i = 50 kΩ μ = 70
		Amplificatore B.F.	V_b = 170 V R_a = 0.1 MΩ R_k = 3.9 kΩ	I_a = 0.45	g = 37
			V_b = 100 V R_a = 0.1 MΩ R_k = 3.9 kΩ	I_a = 0.28	g = 34
UF 41 Pentodo a pendenza variabile	V_f = 12.6 V I_f = 0.1 A	Amplificatore A.F. o M.F.	V_a = 170 V R_{g2} = 40 kΩ V_{g1} = − 2.5 V	I_a = 6 I_{g2} = 1.75	S = 2.2 mA/V R_i = 1.0 MΩ C_{ag1} < 0.002 pF
			V_a = 100 V R_{g2} = 40 kΩ V_{g1} = − 1.4 V	I_a = 3.3 I_{g2} = 1.0	S = 1.9 mA/V R_i = 0.8 MΩ C_{ag1} < 0.002 pF
UAF 42 Diodo Pentodo a pendenza variabile	V_f = 12.6 V I_f = 0.1 A	Amplificatore A.F. o M.F.	V_a = 170 V R_{g2} = 56 kΩ V_{g1} = − 2.0 V	I_a = 5 I_{g2} = 1.5	S = 2.0 mA/V R_i = 0.9 MΩ C_{ag1} < 0.002 pF
			V_a = 100 V R_{g2} = 56 kΩ V_{g1} = − 1.2 V	I_a = 2.8 I_{g2} = 0.9	S = 1.7 mA/V R_i = 0.85 MΩ C_{ag1} < 0.002 pF
		Amplificatore B.F.	V_b = 170 V R_a = 0.22 MΩ R_{g2} = 0.82 MΩ R_k = 2.7 kΩ	I_a = 0.5 I_{g2} = 0.17	g = 80
			V_b = 100 V R_a = 0.22 MΩ R_{g2} = 0.82 MΩ R_k = 2.7 kΩ	I_a = 0.29 I_{g2} = 0.09	g = 75
UL 41 Pentodo finale	V_f = 45 V I_f = 0.1 A	Amplificatore d'uscita classe A	V_a = 165 V V_{g2} = 165 V V_{g1} = −9.0 V R_k = 140 Ω	I_a = 54.5 I_{g2} = 9	S = 9.5 mA/V R_i = 20 kΩ R_a = 3 kΩ W_a = 9 W W_o = 4.5 W
			V_a = 100 V V_{g2} = 100 V V_{g1} = − 5.3 V R_k = 140 Ω	I_a = 32.5 I_{g2} = 5.5	S = 8.5 mA/V R_i = 18 kΩ R_a = 3 kΩ W_o = 1.35 W
UY 41 Raddrizzatore ad una semionda	V_f = 31 V I_f = 0.1 A	Raddrizzatore	V_i = 220 V_{eff} = 127 V_{eff}	I_o = max. 100 = max. 100	R_t = min. 160 Ω R_t = min. 0 Ω C_{filt} = max. 50 μF

La serie che ha raggiunto la massima diffusione sul mercato italiano

all'avanguardia nel progresso tecnico televisivo

- Visione più dettagliata
- Non vi affatica la vista
- Elimina le riflessioni di luce esterna
- Rende piacevole la visione anche in ambiente illuminato

I Televisori AQUILA sono costruiti su licenza PYE di Cambridge (Inghilterra) e sono il frutto di una esperienza ventennale nel campo specifico. L'apparecchio è stato progettato e costruito appositamente per lo standard italiano di 625 linee.

- La R.A.I., la B.B.C., la Radio Svizzera, la Radio Tedesca, la Televisione Americana Columbia C.B.S., la TV Canadese e Australiana acquistano dalla PYE impianti di telecamere da presa.
- La televisione subacquea, vanto della tecnica inglese, porta il nome della PYE.
- Nella produzione atomica inglese la PYE giuoca un ruolo importantissimo per le sue applicazioni di TV.
- I televisori PYE sono fra i più raffinati e diffusi in Inghilterra.

S.p.A. INDUSTRIALE LUIGI COZZI DELL'AQUILA

MILANO

STABILIMENTI: **VIALE LIGURIA 26 - VIA BRIOSCHI 15**
DIREZIONE - UFFICIO VENDITE: **VIALE LIGURIA 26**

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

3

MARZO 1953

SUPPLEMENTO MENSILE DE L'ANTENNA

XXV ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietaria . . . . EDITRICE IL ROSTRO S. a R. L.
Amministratore unico . . . . Alfonso Giovene

Direttore responsabile . . . . . . dott. ing. Leonardo Bramanti

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari:
VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70-29-08 - C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » e il supplemento « **televisione** » si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 250**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2500 più 50** (2 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Nella sezione *l'antenna*

Nella sezione *televisione*

La Voce dell'America, nei suoi sforzi costanti tendenti a migliorare la ricezione dei programmi diffusi ai suoi auditori del mondo intiero, ha recentemente messo a punto un nuovo dispositivo destinato a combattere le interferenze. Questo dispositivo denominato « filtro eterodina » è stato installato sui trasmettitori della V.O.A. situati oltre mare e la ricezione se ne è trovata sensibilmente migliorata. Nel Laboratorio di ricerche della V.O.A. George Q. Herrick, a sinistra, esamina il modello tipo del « filtro eterodina » con Charles Affelder, un artigiano della V.O.A.

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Stazioni mobili: "MR 28"

di CURZIO BELLINI (*)

La legislazione radiantistica attuale non contempla il rilascio di permessi provvisori di trasmissione per stazioni mobili; vengono rilasciati invece speciali permessi di breve durata in occasione di manifestazioni sportive od altro che autorizzano uno o più radianti ad effettuare collegamenti di servizio con stazioni mobili.

In America i cosidetti « mobile rig » costituiscono una delle più interessanti attività degli OM che sperimentalmente mettono a punto trasmettitori e sistemi radianti portatili ottenendo spesso risultati ottimi e di grande soddisfazione.

Esiste negli S.U. una rete per il servizio di emergenza, formata da radianti appassionati del collegamento mobile, pronta ad entrare automaticamente in funzione in casi di calamità nazionali, o per soccorso e anche in ultima analisi per il servizio di difesa civile.

Il problema che qui da noi si è posto nel novembre del 1951 rimane tutt'ora insoluto, comunque gli OM italiani non disarmano e unendo il dilettevole all'utile pensano alle migliori soluzioni con criteri moderni e pratici.

* * *

Presentiamo qui un piccolo trasmettitore che può essere alimentato con un buon dynamotor di quelli del « Surplus » americano.

Noi comunque consigliamo di realizzarlo con alimentazione separata in modo di poterlo adattare facilmente all'uso fisso o mobile.

Può essere realizzato con valvole della serie Noval o Loctal.

E' composto da un 12AX7 = oscillatrice su 7 MHz per la prima sezione duplicatrice (14 MHz) nella seconda; e da un 5763 = duplicatrice finale a 28 MHz.

L'accordo per gli stadi a 7 e a 14 MHz è realizzato mediante compensatori da 35 pF, quello per lo stadio finale a 28 MHz con un condensatore variabile da 25 pF.

L'accordo di aereo per antenna a 1/4 d'onda si ottiene con un condensatore variabile da 75 pF (fig. 1).

Nella fig. 3 abbiamo prospettato la variante per l'accordo a π dello stadio finale per chi desidera usare antenne monofilari o di altro tipo.

(*) Del laboratorio IRIS-RADIO.

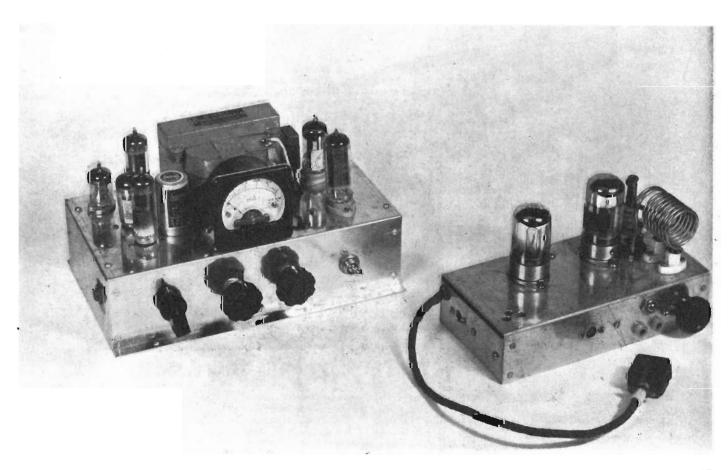
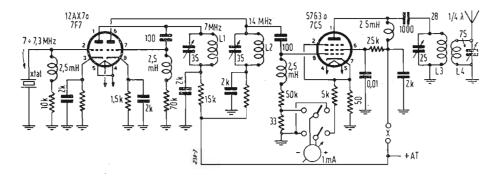



Fig. 1. - Schema elettrico del trasmettitore MR28. Dati bobine: *L1* = 40 spire unite, 5/10 smalto, diametro supporto 16 mm; *L2* = 18 spire su una lunghezza di 14 mm, 5/10 smalto, supporto come *L1*; *L3* = 8 spire spaziate 2 mm, filo 2 mm argentato, avvolgimento in aria diametro 30 mm; *L4* = 2 spire link spaziate 2 mm, filo e avvolgimento come *L3*.

Uno strumento da 1 mA opportunamente commutato e shuntato permette la lettura delle correnti di griglia dello stadio finale, per la messa a punto dei primi stadi (accordare per il massimo di corrente), e della corrente di placca dello stadio finale (dip minimo con carico attaccato).

La tensione da applicare al + è di 300 V. Nel punto « x » va applicata la modulazione attraverso il trasformatore T_2 dell'amplificatore modulatore IR15.

Nel progetto di questo amplificatore modulatore (fig. 2) si è tenuta presente la qualità di riproduzione, nonchè la possibilità di adoperare l'apparecchio come normale amplificatore microfonico o per dischi.

Il trasformatore di uscita o modulazione, oltre alle prese ad alta impedenza da 4000 - 5000 - 6000 Ω avrà un avvolgimento separato con impedenze a 2,5 - 5 - 600 e 4000 Ω per l'eventuale collegamento con altoparlanti o linee di altoparlanti.

La potenza di uscita è di 12 W indistorti. In fig. 4 è riprodotto lo schema dell'alimentatore in c.a. del trasmettitore.

(*il testo segue a pag. 68*)

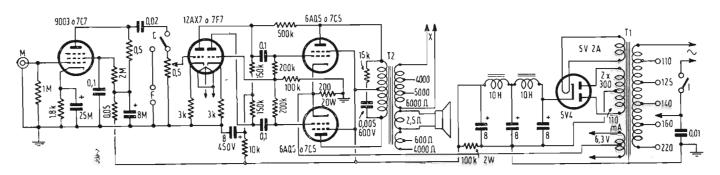
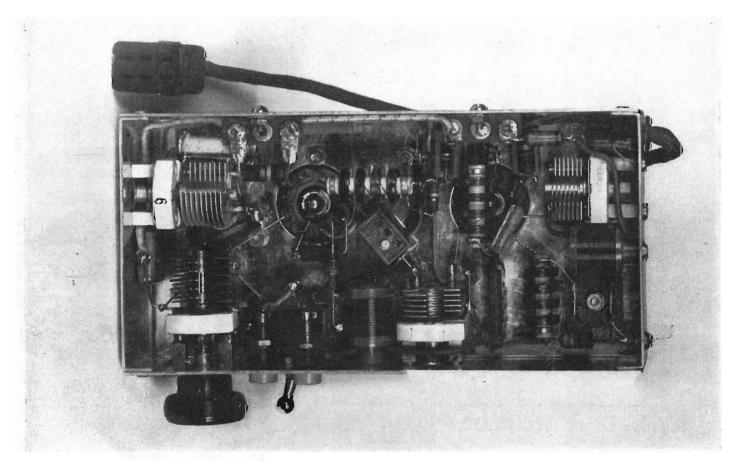



Fig. 2. - Amplificatore-modulatore IR15.

Trasmettitore MR28 visto di sotto - Montaggio realizzato con tubi « loctal ».

Il problema dell'alta qualità in b. f.

di CARLO FAVILLA

Quando si parla di alta qualità di riproduzione a bassa frequenza è praticamente inutile fermarci ai responsi dei numeri, delle curve e delle apparecchiature di misura in genere, perchè il giudice supremo è sempre e in ogni caso l'udito.

Per poter giudicare in via strumentale la bontà di un apparecchio occorrerebbe poter usare un orecchio artificiale, atto ad analizzare la riproduzione nell'ambiente stesso in cui si trova l'orecchio umano, e cioè, in definitiva, le pressioni acustiche. Ed ancora il giudizio sarebbe incompleto poichè la bontà di una riproduzione è dipendente in linea generale da elementi che sfuggono facilmente ad una analisi sommaria quale può essere fatta mediante un apparecchio di misura. In conclusione, dunque, le misurazioni possono e devono essere usate per stabilire alcuni parametri, alcuni limiti strutturali e funzionali, ma l'effetto finale, nella sua finalità fisiologica, la gradevolezza, può essere giudicato solamente dall'organo psico-fisiologico dell'udito.

Cos'è, dunque, che determina la riproduzione fedele delle frequenze musicali? Una onda acustica musicale, com'è noto, è costituita da una fondamentale e più armoniche, o da più fondamentali e da più armoniche, che danno un'onda risultante complessa, come dimostra il teorema di Fourier. Alla riproduzione l'altoparlante deve dunque poter riprodurre onde di pressione così complesse, conservando esattamente i rapporti d'ampiezza originali.

E' intuitivo che tutti gli organi intermediari (microfoni, amplificatori, registratori) devono essere ortofonici, cioè devono conservare pur essi intatti i rapporti esistenti nell'ambiente acustico di origine. Essi devono convertire le pressioni acustiche originali in variazioni elettriche assolutamente fedeli, senza introdurre aberrazioni, deformazioni od oscillazioni estranee. Ciò si ottiene attuando il linea generale alcune condizioni basilari di lavoro, e cioè:

Prima condizione: il canale di trasduzione deve esser di larghezza sufficiente per il passaggio di tutte le frequenze che interessano. Considerato che la gamma musicale per un udito normale va da 30 a 15.000 Hz circa, e che i suoni musicali hanno armoniche che occupano completamente tale gamma, un complesso riproduttore di alta qualità dovrebbe avere un canale di trasduzione di tale larghezza. In pratica un canale così ampio esige un'apparecchiatura di assai complessa costituzione e quindi assai costosa. E' poi da considerare che per la generalità degli uditori la finezza di riproduzione che si ottiene con la trasmissione delle frequenze oltre i 5000 Hz è quasi totalmente ignorata, non sentita (1). Ciò, però, si può ammettere che dipenda da mancanza di educazione, di abitudine. Pertanto i canali generalmente usati arrivano fino a 4500 ÷ 5000 Hz nel migliore dei casi (radio, modulazione di ampiezza: 3000 ÷ 4500 Hz; dischi a 78 giri 5500 Hz max.; film sonoro 3000 ÷ 8000 Hz).

Il problema dell'alta qualità di riproduzione può quindi essere considerato da due punti di vista: alta qualità per esigenze normali, alta qualità per esigenze elevate. Per esigenze normali, secondo esperimenti da me condotti, basta un canale di 4500 Hz completamente sfruttato (ciò che avviene già per le stazioni radio onde medie di buona qualità). Taluni si meraviglieranno se parlo di alta qualità con un canale così ristretto, ma c'è da osservare che la alta qualità non è solo dipendente dalla larghezza teorica del canale di trasduzione, bensì anche da altre condizioni come è detto qui di seguito; e che specie per la radiotelefonia, per la maggior parte dei ricevitori commerciali l'attenuazione delle alte frequenze inizia anche a soli 2500 Hz, sia per le caratteristiche di selettività che determinano una banda passante assai ristretta, sia per l'uso di altoparlanti costruiti con materiali troppo « molli », che non consentono una trasmissione nell'ambiente delle frequenze più elevate, anche se lo stadio di uscita ha una curva di risposta assai persuasiva. E' del resto da osservare che anche nei trasmettitori a modulazione di frequenza, per i quali l'alta qualità della bassa frequenza dovrebbe essere una *conditio sine qua non*, troppo spesso vengono usate registrazioni per le quali il limite massimo non oltrepassa i 5000 Hz.

Seconda condizione: richiamo a zero per la frequenza più alta della gamma. Questo riguarda ogni parte del dispositivo trasduttore, sia elettrica che elettromeccanica. Com'è noto, un'oscillazione qualsiasi sinusoidale ha luogo intorno ad un punto zero, di riposo. Se un'oscillazione è composta, e cioè costituita da più oscillazioni integrantesi, si ha un'onda simile a quella di fig. 1. E' evidente che se si vogliono ottenere perfettamente riprodotte le piccole cuspidi dovute alle frequenze più alte è necessario che il sistema trasduttore abbia un richiamo verso lo zero perfettamente efficace anche durante la trasduzione delle frequenze più basse. Ciò è facilmente ottenibile negli amplificatori, mentre è più difficile che avvenga nei trasduttori elettromeccanici. In questi sono la massa delle parti in moto e la forza di richiamo nella posizione di riposo (livello zero) che determinano la costante di tempo da cui dipende tale fattore (velocità di richiamo). Ora tenuto conto che la riproduzione di potenza esige in linea di massima per le oscillazioni la caratteristica della velocità costante a parità di potenza, è evidente che la funzione di un riproduttore elettroacustico è agevolata se si riesce a scindere il dispositivo di trasmissione o trasduzione in due o più elementi, a seconda della frequenza da trasmettere; scissione che in realtà, più o meno palesemente, avviene in ogni caso. Prendiamo per esempio quello di un normale altoparlante dinamico: il bordo e la parte periferica del cono trasmettono alla aria ambiente solo le frequenze più basse della gamma: le frequenze più alte sono direttamenete trasmesse dalla bobina mobile e dalla parte del cono più vicina alla bobina stessa.

Terza condizione: riproduttore acustico a diffusione ortofonica. L'altoparlante in sè è un dispositivo elettromeccanico atto a convertire le oscillazioni elettriche provenienti dall'amplificatore in oscillazioni acustiche dell'aria ambiente. Ciò che interessa, come effetto finale, è la finalità fisiologica, e cioè che tali oscillazioni acustiche pervengano all'organo uditivo dell'ascoltatore. Ciò si ottiene munendo l'altoparlante di un dispositivo diffusore del suono. Tale dispositivo è costituito per le frequenze più basse dalla così detta cassetta armonica, o dal così detto « mobile » (in gergo tecnico inglese: baffle-board) che ha una funzione analoga a quella dell'antenna per la radio propagazione. In effetti il baffle-board è un dispositivo irradiatore di cui l'altoparlante rappresenta il generatore vero e proprio di oscillazioni acustiche. Le dimensioni attive del baffle-board sono determinate dalla lunghezza d'onda acustica più lunga da diffondere nell'ambiente. Data la forma del generatore acustico, infine, usando un semplice baffle-board la diffusione non può essere uniforme per tutte le frequenze;

Fig. 1. - Fac-simile di uno spettro di frequenze di un pieno orchestrale. Le note fondamentali degli strumenti e le loro armoniche occupano tutta la gamma acustica o buona parte di essa. Questo spettro si può ricavare con un tubo RC oppure graficamente con reperti successivi ed integrativi.

---

(1) In America, promosso da una nota Casa (mi pare la Philco) fu anni addietro fatto un esperimento per conoscere fino a che punto il grosso pubblico fosse in grado di riconoscere e praticare la correzione della risposta dei normali ricevitori mediante il comune regolatore del tono. Ebbene, la conclusione dell'esperimento fu veramente sconcertante poichè dimostrò come « de gustibus non est disputandum », non solo, ma anche come la generalità degli individui si adatti rapidamente, si abitui, alle riproduzioni più aberrate. Ergo, in conseguenza di ciò, fu unanimemente ritenuto inutile munire i ricevitori stessi di un dispositivo che la generalità delle persone non avrebbe saputo usare con una precisa finalità.

e questo è un grave inconveniente eliminabile solo attuando particolari disposizioni. Da qui lo sforzo dei costruttori per realizzare diffusori ortofonici.

Quarta condizione: bassa percentuale di vibrazioni e armoniche parassite. Queste possono essere introdotte tanto dalla parte elettrica quanto da quella meccanica.

Elettricamente tutti gli effetti di saturazione e di aberrazione dei rapporti di un'onda semplice o complessa hanno come conseguenza la creazione di armoniche (e sono armoniche perchè costituiscono variazioni con frequenze multiple rispetto alla fondamentale). Questo fenomeno si chiama anche distorsione armonica, per distinguerlo dalla distorsione di frequenza (termine non molto usato, per indicare le aberrazioni di risposta alle diverse frequenze).

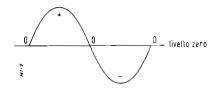



Fig. 2. - Rappresentazione grafica di una oscillazione sinusoidale. La costanza del livello zero è una condizione essenziale.

Per le parti meccaniche si hanno due fenomeni parassitici ben distinti: il primo è dovuto ad eccesso di massa, e determina vibrazioni parassite anche di frequenza più bassa della fondamentale (vibrazioni parassite per difetto di riporto a zero); il secondo produce invece armoniche parassite (frequenze più alte della fondamentale) e può essere provocato anche da vibrazioni parziali di una massa meccanica (ad esempio: da zone parziali di un cattivo cono di altoparlante).

Le armoniche parassite più frequenti e disturbanti sono la 2ª, la 3ª e la 5ª.

Di solito per l'alta qualità di riproduzione si ritiene necessaria una percentuale totale di armoniche inferiore al 2 % per una potenza pari a circa 2/3 di quella massima, o anche meno, misurabile elettricamente nel circuito di uscita dell'amplificatore finale. Naturalmente a questa percentuale di distorsione armonica è poi da sommare quella dell'altoparlante che, per ragioni anche meccaniche, può essere ingente. Con fonometri opportunamente predisposti è però possibile misurare anche la distorsione di un altoparlante. Ma l'apparecchiatura necessaria è alquanto complessa dovendosi analizzare un'onda sinusoidale riprodotta nell'aria e trasferita nel circuito di misurazione attraverso un microfono campione.

Considerato quanto sopra e il fatto che le valvole elettroniche stesse hanno distorsioni garantite alla massima potenza fino all'8 %, e anche più, è evidente che nessun amplificatore può veramente servire per l'alta qualità se la potenza dello stadio finale è totalmente sfruttata.

L'AMPLIFICATORE PER L'ALTA QUALITA'

L'amplificatore per l'alta qualità è un apparecchio che consente una trasduzione di tutte le frequenze comprese da 30 a 5000 oppure a 15.000 Hz, con un contenuto di armoniche non superiore al 2 oppure al 5 % max., a seconda delle esigenze. Per la registrazione (su nastro magnetico, su film, su disco) il massimo contenuto di armoniche dovrebbe essere del 2 % ed anche emeno (0,5 ÷ 0,8 su carico resistivo).

Da un punto di vista puramente schematico gli amplificatori sono press'a poco uguali per le due esigenze, normali od elevate, salvo l'introduzione di convenienti dispositivi di filtro per il taglio ripido delle frequenze alte oltre limite, la scelta accurata delle valvole e il loro razionale condizionamento.

Per la riduzione al minimo del contenuto di armoniche è indispensabile usare valvole con caratteristica propria molto lineare, stadi di uscita in controfase di classe *A* o *AB*1; far funzionare lo stadio di uscita a circa 2/3 della potenza massima, disporre di una alimentazione dei circuiti anodici molto bene studiata.

Le valvole finali oggi generalmente usate sono quelle a fascio elettronico (tetrodi a fascio) oppure pentodi. Nei complessi professionali di grande impegno si tende ancora all'impiego dei triodi (45, 6A3, simili e derivate).

La controreazione nella generalità dei casi non è consigliabile, poichè complica la realizzazione senza apportare sensibili vantaggi. Ciò che invece è importante per una buona riproduzione è una ottima realizzazione del trasformatore di uscita (quello pilota negli amplificatori di classe *A* o *AB*1 non è più usato, salvo rari casi). La bontà di esso dipende da un esatto equilibrio tra resistenza dell'avvolgimento, induttanza, capacità ripartita tra le spire, capacità tra terminali di placca e le altre parti, e dalle caratteristiche del circuito magnetico. Un ottimo trasformatore di uscita deve quindi avere gli avvolgimenti equilibrati, come si dice in gergo tecnico. Per il progetto di un trasformatore siffatto, stabilite le qualità del ferro del nucleo, occorre partire da un calcolo di massima e definire poi con prove e ritocchi. Per questo lavoro di preparazione è necessario usare un'apposita apparecchiatura di misura avente lo scopo di stabilire: 1) la curva di magnetizzazione del ferro; 2) le perdite nel ferro alle diverse frequenze; 3) la risposta definitiva a tutte le frequenze della gamma di trasduzione; 4) la distorsione d'ampiezza (armonica); 5) il limite di saturazione.

Fig. 3. - Curve di risposta elettrica ottenute con un carico resistivo posto all'uscita dell'amplificatore. La curva di risposta di un amplificatore ha una importanza relativa, in quanto essa si deve accordare con la curva di risposta degli altri componenti esterni. Se questi hanno risposta rigorosamente lineare (con differenze inferiori a circa 3 dB) anche l'amplificatore deve avere una risposta lineare. Se invece essi hanno qualche aberrazione questa può essere corretta con un'adeguata curva di risposta dell'amplificatore.

Altro particolare importante, per un amplificatore destinato a riproduzioni di alta qualità, sono i dispositivi equalizzatori o correttori della risposta. Un dispositivo correttore di risposta che ha dato ottimi te su questa Rivista (2). Con questo dispositivo è possibile ottenere le più soddisfacenti risposte anche usando componenti « normali » (3) e pertanto è prevedibile che nell'avvenire sarà largamente usato.

Un altro elemento importantissimo per un amplificatore di alta qualità è il dispositivo compressore o espansore. Com'è noto, in elettroacustica c'è il concetto della così detta « dinamica acustica »; questa dinamica rappresenta il rapporto tra il suono più debole e quello più intenso da riprodurre o da registrare, e tecnicamente si esprime in dB. Ad esempio, nella realtà la dinamica di una grande orchestra sinfonica può arrivare fino a 75 dB, o anche più. Nelle registrazioni del suono, invece, la massima dinamica può arrivare a 35 ÷ 50 dB, quindi assai minore di quella reale. Per ottenere effetti quanto sia possibile più vicini a quelli reali si muniscono pertanto gli amplificatori di un espansore del suono, cioè di un dispositivo che ha lo scopo di variare il coefficiente di amplificazione a seconda dell'ampiezza del segnale entrante. Questo dispositivo, in definitiva, rende più complessa la realizzazione di un amplificatore senza espansore, e una messa a punto molto rigorosa.

Fig. 4. - Sezione di un altoparlante moderno. Come si vede, il circuito ferromagnetico ha un tracciato che segue quello che tendono ad assumere nell'aria le linee di forza magnetica. Questa è ottenuta col sistema del magnete permanente. Il collo della bobina mobile è cortissimo. La bobina mobile è prolungata con un conetto esterno, avente la funzione di trasmettere all'aria le frequenze più alte. La centratura della bobina mobile è ottenuta con una membrana ondulata. Il cono è molto aperto (ha un angolo di apertura assai grande) ed è costituito con un impasto di cellulosa/resina sintetica tale da sostenere bene le più basse frequenze. Il bordo del cono, che qui non si vede, è fatto in modo da consentire la massima cedevolezza e da evitare oscillazioni parassite proprie sulle basse frequenze.

In linea generale un amplificatore di riproduzione ad alta fedeltà deve avere i seguenti controlli: generale di volume, di volume per i bassi, di volume per gli alti, di espansione (ampiezza e costante di tempo).

(2) « l'antenna », marzo 1952, XXIV, n. 3, pag. 72.

(3) L'uso di ottimi altoparlanti montati su di un mobile diffusore razionale, pilotati da un amplificatore munito di dispositivo miscelatore bicanale, in ripetute e lunghe prove ha dimostrato come l'eccellenza della riproduzione possa ottenersi anche con canale unico. Pertanto è mia convinzione personale che il classico doppio canale con due altoparlanti, uno per le basse e uno per le alte frequenze, sia se non del tutto sorpassato, almeno da riservarsi a casi specialissimi, nei quali il costo non ha importanza.

Naturalmente quello dell'amplificatore a bassa frequenza è un tema assai vasto e delicato che tocchiamo qui solo nelle sue linee schematiche generali, anche per il fatto che è un tema assai spesso e più diffusamente trattato di tanti altri del campo elettro acustico.

L'ALTOPARLANTE

La nota più dolente di ogni apparecchiatura di riproduzione è l'altoparlante, sia per quanto riguarda il rendimento, sia per la risposta alle varie frequenze, sia per la caratteristica polare di irradiazione nell'ambiente.

Come s'è detto l'altoparlante è il generatore di oscillazioni acustiche, mentre la cassa armonica (baffle-board) a cui è applicato costituisce l'elemento radiatore. Ma il baffle-board da solo non basta per ottenere i risultati più soddisfacenti, appunto perchè un altoparlante generatore ha una sua particolare direttività e, insieme al blaffle-board, tende a risuonare su una data frequenza e a formare, se non si prendono particolari misure, un buco in un altro punto della gamma.

Fig. 5. - Bobina mobile e cono collegati tra loro con ghiera metallica di duralluminio fissata a pressione. Le spire sono collocate sia internamente che esternamente al supporto e sono cementate con resina sintetica che fa corpo unico, come si dice, col filo smaltato (il quale dovrebbe essere di alluminio, per abbassare il peso specifico del cono stesso).

Molti costruttori hanno creduto di risolvere il problema della diffusione acustica con l'uso di altoparlanti multipli, a doppia unità, ecc. Ma tali soluzioni, per quanto spesso ottime dal punto di vista finale, hanno tutte il grave difetto della complessità e del costo piuttosto elevato.

In realtà anche un semplice altoparlante ad un solo cono può dare una risposta soddisfacente su una gamma molto vasta purchè sia realizzato secondo giusti criteri. Cos'è, dunque, che limita la risposta degli altoparlanti? Un altoparlante veramente efficiente deve realizzare alcune condizioni: 1) deve avere un cono rispondente a speciali esigenze meccaniche; 2) deve avere una bobina mobile leggera il più possibile e costruita con filo relativamente sottile; 3) la bobina mobile deve essere immersa in un campo costante più intenso che sia possibile e in un intraferro di convenienti dimensioni (fig. 4); 4) deve essere privo di oscillazioni parassite.

Il cono ha in sostanza la funzione di un pistone e pertanto la sua rigidità in senso assiale deve essere massima(si intende la rigidità del cono in sè stesso). La massima rigidità del cono in sè può essere ottenuta diminuendone l'angolo di apertura e usando per la sua costituzione un materiale adatto, cioè di adatta durezza. Per quanto riguarda l'angolo è necessario ottenere un conveniente compromesso poichè con un angolo troppo stretto si peggiorano le condizioni di lavoro in relazione all'angolo di attacco tra cono ed aria, ciò che peggiora il rendimento alle frequenze più basse e accentua la direttività per le frequenze più alte. Teoricamente

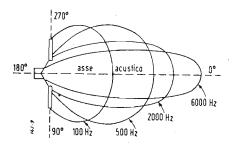



Fig. 6. - Diagramma polare della diffusione del suono da un altoparlante munito di baffle-board. Come si vede, le frequenze più alte raggiungono l'ampiezza maggiore lungo l'asse acustico dell'altoparlante. Una migliore diffusione di queste frequenze si ottiene ponendo di fronte al cono mobile dell'altoparlante un conetto rigido che guidi le vibrazioni acustiche in direzioni laterali.

il cono dovrebbe essere costituito da un piano infinitamente rigido; il cono, dunque, rappresenta già un compromesso in sede tecnica. Una soluzione più razionale è costituita dal cono di tipo esponenziale, il quale consente un rendimento più ortofonico.

In riferimento ai coni in generale, è da osservare che le frequenze più alte sono trasmesse all'ambiente aria dalla stessa bobina mobile e dalla porzione del cono più vicina alla bobina stessa. Pertanto è necessario costruire la bobina mobile in materia molto compatta, dura e resistente alle vibrazioni, cementandola perfettamente con il cono, e indurire con un conveniente procedimento una porzione di questo a contatto con la bobina mobile.

Alcuni costruttori hanno prolungato la bobina mobile, o meglio il suo supporto, con un conetto leggero e rigido (fig. 4), ottenendo una buona trasmissione all'esterno delle frequenze più alte (fino a 15.000 Hz). Tale disposizione consente di ottenere a basso prezzo altoparlanti assai soddisfacenti, purchè la materia che costituisce il conetto sia sufficientemente rigida e il complesso sia esente da oscillazioni parassite; condizione però non facile ad ottenersi.

Il problema della realizzazione di un cono per l'altoparlante non è affatto semplice, ed è per questo che si hanno tanti altoparlanti deficienti a malgrado dei calcoli accurati e delle misure. In definitiva il rendimento qualitativo di un cono dipende, oltre che dalle dimensioni geometriche e dall'angolo di apertura, anche dalla qualità dell'impasto di cellulosa e di altri ingredienti usati, che determina il rapporto durezza-peso: la durezza (in funzione di rigidità) deve risultare massima con un peso minimo.

Un altro elemento di grande importanza è il collegamento meccanico tra le spire della bobina mobile e le superfici diffonditrici (cono ed eventuale conetto). Tale collegamento (fig.5) deve risultare il più corto che sia possibile. Una deficienza di rigidità di tale collegamento in senso assiale determina sempre una attenuazione delle frequenze alte, e pertanto se il supporto della bobina mobile è di carta o di cellulosa è necessario che sia impregnato di una conveniente sostanza che aumenti la rigidità in senso assiale, oltre che la resistenza meccanica.

Altri elementi di non facile realizzazione sono il dispositivo di centratura centrale e il bordo periferico del cono. Entrambi questi elementi devono essere regolati in modo da ottenere un netto richiamo a livello zero per la frequenza più bassa da riprodurre (4). La sospensione centrale può essere fatta tanto con centrini interni quanto esterni rispetto alla bobina mobile. Il centrino interno limita la cedevolezza del cono, quello esterno diventa facile sede di oscillazioni disturbanti. Oggi si propende, e giustamente, per la centratura esterna del tipo a membrana ondulata, che per ragioni di costo si fa in genere di carta ondulata (nei vecchi altoparlanti di classe era di pelle sottile — come nei Kolster Brandes, ecc. — in altri era sostituita con corde afone poste a 90° o a 120° — come in certi tipi R.C.A., ecc.). La membrana esterna alla bobina consente di raggiungere una risonanza molto in basso nella gamma ed è priva quasi totalmente di oscillazioni proprie disturbanti, ciò che non si può dire per i vecchi elementi di centratura tranciati (di cartoncino semplice o bachelizzato). In ogni caso l'afonicità propria sia della membrana di centratura

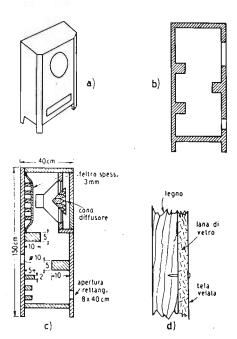



Fig. 7. - Alcuni tipi di cassetta armonica di diffusione. A: mobiletto indicato da una nota Casa americana; B: sezione approssimativa dello stesso; C: altro tipo di cassetta a labirinto, munita di conetto diffusore delle frequenze alte (fissato al mobile con piattine metalliche); D: particolare di un tratto di parete di mobile diffusore.

che del bordo periferico dipendono dalla loro particolare struttura che ciascun costruttore trova e perfeziona in base alla propria esperienza. Nei vecchi altoparlanti di classe anche il bordo periferico era in pelle, in qualche caso anche di tela (per es. altoparlanti FADA). Se bene applicato questo sistema è ancora il migliore poichè è certamente il più afono, e del resto ciò è confermato da alcuni tipi di classe di recente realizzazione per i quali il fat-

(4) La parte mobile di un altoparlante dinamico è un dispositivo ad almeno due gradi di libertà e il richiamo a livello zero è prevalentemente elettrico. Ciò spiega anche perchè le migliori riproduzioni delle alte frequenze si hanno con un campo costante molto intenso, con linee di forza magnetica « molto rigide ».

tore economico è di secondaria importanza (mentre è di fondamentale importanza per la produzione normale di serie, per la quale studi e ricerche oggi vengono fatti esclusivamente per ottenere la diminuzione dei costi).

Ammesso infine che un altoparlante sia ottimo nella sua propria funzione, per ottenere l'effetto finale migliore è necessario che sia munito di un conveniente dispositivo diffusore. Questo può avere svariate forme, ma in sostanza è sempre costituito da un piano divisore afono atto ad isolare le pressioni create frontalmente dal cono rispetto a quelle prodotte posteriormente, e a produrre con ciò un adeguato carico d'aria per la frequenza più bassa della gamma acustica. Il giusto carico d'aria è un fattore importantissimo in quanto rappresenta un elemento smorzatore d'impedenza infinita (se i parametri sono equilibrati) e quindi lineare per tutte le frequenze.

Fig. 8. - Particolare del conetto diffusore delle frequenze alte. I fori a forma di trombetta migliorano la diffusione nell'ambiente. Si noti l'analogia tra questo dispositivo e gli altoparlanti così detti pluricellulari.

Lo studio dell'efficienza di un dispositivo diffusore si fa rilevando un diagramma polare a varie frequenze in funzione delle pressioni create alla distanza di 1, 2, 3 e più metri dal diffusore stesso (fig. 6).

Se si usa come diffusore un piano circolare il diagramma polare accusa diverse deficienze. Per ridurre al minimo queste deficienze si è trovato che il piano diffusore deve avere una forma irregolare, ma studiata, oppure deve essere munito di fori in punti convenientemente dislocati.

Per riproduzione di alta qualità sono da preferire i mobili o cassette armoniche muniti di risuonatori e di labirinto. I risuonatori hanno funzione di attenuare (quando sono condizionati come cavità di assorbimento) le frequenze disturbanti. Il labirinto, invece, ha la funzione di aumentare l'impedenza di carico dell'aria, in modo da ottenere ottimi risultati con dimensioni di ingombro limitate.

Un labirinto può essere costruito anche empiricamente, prova e riprova, ma per un lavoro spedito e serio è necessario che sia studiato con una apposita apparecchiatura (oscillatore B.F. + misuratore di pressione acustica o fonometro musicale). Il giudizio finale, poi, deve sempre essere dato dall'udito. Gli apparecchi di misura potranno indicare la localizzazione nella gamma delle attenuazioni o delle esaltazioni, e perciò serviranno a dare una base alle eventuali modifiche.

In linea costruttiva, per una buona cassetta armonica a labirinto è necessario: 1) che le pareti siano fatte con legno pesante o di altra materia equivalente, di sufficiente peso specifico; è nella massa che si smorzano le oscillazioni, poichè il peso assorbe la potenza; le rivestiture porose così dette assorbenti hanno invece la funzione di indebolire l'effetto della riflessione. Naturalmente se la materia che dà la porosità è anche pesante si ottiene pure un vero e proprio smorzamento-assorbimento; 2) che le pareti siano rivestite internamente di materiale non riflettente (materiale poroso, come lana di vetro trapuntata con tela velata: spessore minimo 1 cm.; esperimentata con successo anche lana animale, spessore minimo 2 cm.); 3) che i tramezzi interni, pure rivestiti come le pareti, siano posti in punti adatti affinchè non si formino onde stazionarie, il che del resto è già reso difficile dalla rivestitura assorbente; 4) che le aperture di comunicazione con l'esterno siano convenientemente dimensionate (fig. 7). Se le pareti della cassetta sono ben costruite e se l'altoparlante generatore è sufficientemente lineare, non è necessario lo uso di cavità risuonanti assorbenti.

Fig. 9. - Caratteristica polare di un altoparlante montato su di un mobile diffusore razionale e munito di conetto diffusore delle frequenze alte. La diffusione del suono così ottenuta è di una dolcezza tutta particolare: non perde una sfumatura nemmeno l'uditore che si trovi assai lontano dall'asse acustico dell'altoparlante.

Un altro elemento necessario per un buon dispositivo irradiatore a B.F. è un conveniente diffusore delle frequenze alte. Nelle apparecchiature a doppio canale questo diffusore è costituito dallo stesso altoparlante per le frequenze alte, quasi sempre, oggi, del tipo così detto pluricellulare. Ma un risultato analogo si può ottenere perfettamente con un amplificatore a unico canale munito del miscelatore bicanale già citato (vedi *« l'antenna »*, 1952, n. 3, pag. 72) e munendo l'altoparlante di cono diffusore delle frequenze alte (fig. 8). Tale cono, costituito di materia rigida afona (anche di bachelite) ha la funzione di spandere lateralmente le frequenze alte, attenuando l'esaltazione di esse che normalmente si ha lungo l'asse acustico dell'altoparlante e producendo perciò una caratteristica polare assai soddisfacente (fig. 9). Questo sistema diffusore delle alte frequenze fu già impiegato in un vecchio altoparlante magnetico della Philips (anteriormente al 1930, mi pare) ed è oggi posto nuovamente in uso sotto forme diverse negli altoparlanti più razionali (R.C.A., ecc.). Alcuni costruttori, anzichè usare un cono compatto ne impiegano uno cosparso di fori a a forma di trombetta, ottenendo così una diffusione ancora più uniforme.

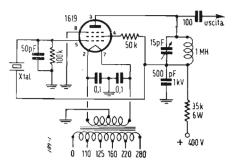
* * *

Quanto abbiamo brevemente esposto allo scopo di dare una visione panoramica del problema, riguarda in modo particolare solamente i complessi riproduttori: amplificatore, altoparlante, cassetta armonica. Molto resta ancora da dire riguarda ai dispositivi di presa (microfoni, pick-up, registratori, tecnica di ripresa in genere) e alla dislocazione razionale di un sistema altoparlante nell'ambiente; ma una trattazione sia pure succinta di questi argomenti richiede uno spazio che troveremo solo in un prossimo numero.

Prima di terminare, infine, desidero far notare ancora che il tecnico che si occupa di bassa frequenza ad alta fedeltà deve essere oltre a tutto anche un artista, appunto perchè la riproduzione musicale trascende dagli aridi numeri e dai freddi schemi per sconfinare nell'estetica vera e propria. L'effetto finale di una riproduzione a B.F. è fisiologico e psicologico: il giudice supremo quindi è sempre l'udito collegato alla sensibilità estetica, anche se le misure e le indicazioni che danno gli strumenti sono talvolta di risolutiva importanza per capire le ragioni di una data anomalia e localizzarne la causa. *

FT - 247 - A

a cura di Curzio Bellini

Questa è la sigla di un determinato tipo di cristalli di quarzo che certamente molti radiodilettanti, dato il prezzo irrisorio, avranno facilmente acquistato al « Surplus ». Più difficile sarà stato per loro adoperarli.

Per trovare la frequenza fondamentale di questi cristalli occorre dividere per 54 la frequenza segnata nella striscetta bianca posta nella parte superiore della custodia.

Le frequenze fondamentali di questi tipi di cristalli vanno da kHz 370,370 (canale 0) a kHz 516,667 (canale 79).

Nello schema riproduciamo il circuito base dell'oscillatore originale americano (BC. 604).

Questi cristalli oscillano bene ugualmente in un normale circuito Pierce se si sostituisce la normale impedenza A. F. di placca da 2,5 mH con una da 6 a 10 mH.

Modulazione di soppressore

di GIUSEPPE BORGONOVO

La presente trattazione è stata scritta principalmente per i radioamatori. Si è tuttavia cercato di mantenere un carattere generale ai punti principali di essa, per modo che le considerazioni ivi svolte siano applicabili anche in altri campi, e particolarmente a quello delle apparecchiature mobili o di bordo.

INTRODUZIONE

TUTTI I SISTEMI normalmente impiegati per la modulazione in ampiezza dei radiotrasmettitori, presentano ciascuno pregi e difetti. L'adozione di uno di essi piuttosto che di un altro dipende di solito, oltre che dal criterio del progettista, dalle particolari esigenze di impiego.

Una volta definito come « rendimento complessivo » di un trasmettitore il rapporto tra la potenza assorbita dalla sorgente di alimentazione, e quella effettivamente erogata ai morsetti di aereo, si può ritenere che in linea di massima tutti i sistemi di modulazione in ampiezza attualmente in uso presentino lo stesso rendimento.

Tali sistemi di modulazione possono essere divisi in 2 grandi categorie:

1) Sistemi di modulazione a rendimento anodico costante e potenza di alimentazione variabile.
2) Sistemi di modulazione a rendimento anodico variabile e potenza di alimentazione costante.

Alla categoria 1) appartengono tutti i sistemi di modulazione anodica (a trasformatore, ad impedenza e capacità, Heising, ecc.) su triodi, tetrodi e pentodi.

Alla categoria 2) appartengono invece tutti i vari sistemi di modulazione di griglia (su triodi, tetrodi e pentodi), di schermo (su tetrodi e pentodi), di soppressore (su pentodi), nonchè gli amplificatori lineari in classe B per radio frequenza.

Un caso particolare è rappresentato dalla modulazione catodica, che essendo contemporaneamente modulazione di griglia e di placca, consente di ottenere tutti i valori intermedi di rendimento compresi tra quelli limite di tali metodi.

Esaminiamo ora in breve alcune caratteristiche salienti di tali sistemi di modulazione.

In quelli della categoria 1) il modulatore fornisce potenza allo stadio modulato durante i semiperiodi positivi; pertanto il rendimento anodico di quest'ultimo è assai elevato, e può facilmente raggiungere il limite dell'80 %. In tali condizioni la potenza di BF che dovrà essere fornita dal complesso modulatore è data dalla seguente relazione:

$$W_{bf} = 1/2\ (\epsilon^2\ V_a\ I_a)$$

essendo V_a ed I_a rispettivamente la tensione anodica (in volt) e la corrente anodica (in ampere) dello stadio modulato in regime di portante, ed ϵ il coefficiente di modulazione, variabile in valore assoluto da zero ad 1 per modulazione da zero al 100 %. In tale caso limite la relazione sopra scritta diventa:

$$W_{bf} = 1/2\ (V_a\ I_a)$$

da cui risulta che la potenza BF richiesta al modulatore per modulazione anodica al 100 % equivale a metà della potenza di alimentazione dello stadio modulato.

Da quanto sopra esposto si deduce che non appena la potenza di un trasmettitore (per « potenza di un trasmettitore » va indicata quella realmente disponibile ai morsetti di aereo) raggiunge valori di qualche decina di watt, il modulatore viene a costituire la parte preponderante nell'ingombro, nel peso e nel costo dell'intero apparato. Dato poi che il rendimento ottenibile negli amplificatori BF è di solito assai minore di quello ottenibile negli amplificatori RF, si può affermare che la presenza del modulatore incide in misura assai notevole sul rendimento complessivo del trasmettitore.

Con i sistemi della categoria 2) l'elemento negativo rappresentato dal modulatore di potenza elevata viene eliminato, ma il vantaggio così ottenuto si perde nella necessità di dover far lavorare lo stadio modulato a rendimento ridotto.

Nel caso che le condizioni di lavoro dello stadio modulato consentano un rendimento anodico del 75 %, in condizione di modulazione al 100 %, è evidente che in condizioni di portante (assenza di modulazione), il rendimento teorico massimo sarà del 37,5 %. In pratica tale valore non supera mai il 35 %.

D'altra parte tale diminuzione di rendimento è inevitabile. Nei sistemi di modulazione anodica la potenza necessaria per quadruplicare la potenza della portante nei picchi positivi di modulazione al 100 % viene fornita dal modulatore, e perciò in condizioni di portante lo stadio può funzionare a rendimento elevato.

Nei sistemi della categoria 2) il modulatore non fornisce potenza allo stadio modulato, ma ne modifica soltanto le condizioni di funzionamento. Appare quindi evidente come non sia possibile aumentare l'erogazione di quest'ultimo nelle punte positive di modulazione, quando esso fornisca già nelle condizioni di portante il rendimento massimo.

Risulta quindi necessaria una riduzione di potenza di uscita dello stadio modulato in assenza di modulazione, che non può essere ottenuta riducendo la sua potenza di alimentazione (così facendo lo stadio non potrebbe più fornire la maggiore potenza richiesta nelle punte di modulazione). E' quindi necessario agire sul rendimento, variando il quale nel processo di modulazioine, si otterrà la voluta variazione di potenza erogata.

IL SISTEMA DI MODULAZIONE E LA MESSA A PUNTO

Il principio di funzionamento della modulazione di soppressore è fondamentalmente lo stesso della modulazione di griglia (difatti anche il soppressore è una griglia) e consiste nel far variare a frequenza acustica la tensione di polarizzazione del tubo modulato sovrapponendo ad una tensione base applicata al suo soppressore una tensione alternativa di conveniente ampiezza.

Il sistema di modulazione di griglia controllo presenta però diversi inconvenienti ben noti al radioamatore: il fatto che nel circuito di griglia si ha circolazione di corrente continua implica la necessità che il

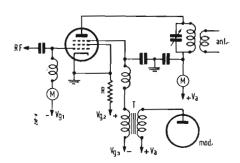



Fig. 1. - Schema di principio di uno stadio in classe C modulato di soppressore. Per i valori di *T, R, C, RFC* vedasi il testo.

modulatore eroghi una certa potenza (sia pure ridotta) su un carico che, essendo funzione della tensione RF applicata alla griglia stessa, è entro certi limiti variabile.

D'altra parte le variazioni di tensione (e quindi di carico) introdotte dal modulatore nel circuito di griglia, si riflettono con notevole facilità sugli stadi che precedono quello modulato.

Pertanto tale sistema di modulazione richiede per ottenere decenti risultati, una serie di particolari accorgimenti di non facile attuazione da parte del radioamatore, in genere sprovvisto di adeguati strumenti di controllo (oscilloscopio catodico, generatori tarati di BF, voltmetri a valvola per CA). Inoltre il trasmettitore stesso richiede particolari accorgimenti costruttivi, specie per quanto concerne lo stadio pilota.

Applicando la tensione modulante alla griglia di soppressione di un pentodo i so-

pracitati inconvenienti vengono eliminati quasi completamente. Difatti la modulazione viene qui applicata ad un elettrodo indipendente, che si trova a potenziale costantemente negativo. Nel suo circuito non scorre quindi alcuna corrente, per cui la sua impedenza risulta infinita; la potenza richiesta per la modulazione al 100 % di uno stadio in classe C di potenza qualsiasi è quindi teoricamente nulla.

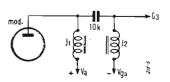



Fig. 2. - Variante allo schema di cui a fig. 1.

Si può perciò concludere che la modulazione di soppressore di uno stadio RF in classe C equivalga al pilotaggio di un triodo di potenza in classe A con polarizzazione fissa senza corrente di griglia.

La fig. 1 indica lo schema di principio di uno stadio modulato di soppressore. La tensione modulante presente sul circuito anodico del tubo modulatore viene applicata al soppressore dello stadio modulato attraverso il trasformatore *T*. Il primario

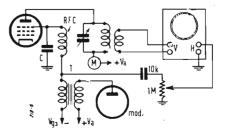



Fig. 3. - Schema per l'uso dell'oscilloscopio per il controllo e la messa a punto dello stadio modulato con osservazione del diagramma trapezoidale.

di tale trasformatore rappresenta il carico anodico prescritto per il tubo modulatore. mentre il secondario (che può essere di filo sottilissimo non dovendo portare alcuna corrente) ha il solo compito di bloccare la tensione BF verso la sorgente della tensione negativa di polarizzazione.

Potrà riuscire più comodo usare invece del sistema a trasformatore l'accoppiamento ad impedenza e capacità rappresentato in fig. 2, che è di meno laboriosa realizzazione, specie per il radioamatore (è più facile trovare le due impedenze che costruire tale trasformatore) e consente esso pure ottimi risultati.

Facciamo incidentalmente notare che la impedenza J_2 posta nel circuito del soppressore, potrebbe essere sostituita da una resistenza. Essa non deve superare un certo valore ($25 \div 35$ kΩ) per evitare fenomeni di instabilità dovuti al fatto che gli elettroni secondari emessi o catturati dal soppressore dello stadio modulato, si scaricherebbero a massa attraverso tale resistenza generando ai suoi capi una differenza di potenziale che verrebbe a produrre indesiderabili oscillazioni del negativo base. Una resistenza di valore inferiore a 25 kΩ ci metterebbe completamente al sicuro da tale inconveniente, ma costituirebbe un carico non più trascurabile per il modulatore, che dovrebbe di conseguenza erogare una certa potenza da dissipare in essa. Tale sistema sarebbe attuabile solo disponendo di un modulatore di una certa potenza (EL41 - 6K6 - 6AQ5 o tubo similare).

Si tenga però presente che i metodi di accoppiamento a trasformatore e ad impedenza e capacità consentono di costruire il modulatore con soli tubi amplificatori di tensione e quindi di ridottissimo consumo. Ad esempio il modulatore di soppressore dell'apparato RA320 (controfase di RS391

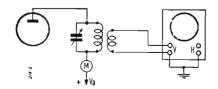



Fig. 4. - Come in fig. 3, ma con osservazione diretta delle forme d'onda.

finali) consuma sotto modulazione meno di 20 mA sotto 220 V!

La resistenza *R* posta nel circuito di schermo del tubo modulato ha la funzione di proteggere lo schermo stesso da eccessiva corrente (e conseguente sovraccarico) quando la corrente anodica scende a valori molto bassi e quando la tensione negativa del soppressore tende all'interdizione della corrente di placca. Il funzionamento di tale resistenza limitatrice è il seguente: aumentando la corrente di schermo a causa della maggiore quantità di elettroni che si riversano su di esso non potendo raggiungere la placca, aumenta automaticamente la caduta di tensione ai suoi capi e diminuisce quindi la tensione di schermo. Tale resistenza è in ogni caso necessaria, anche se si usa una tensione di schermo inferiore a quella prescritta per il tubo.

Adoperando il circuito della fig. 1 o della fig. 2 la regolazione e la messa a punto della modulazione risultano assai semplici.

Si comincia anzitutto a mettere in funzione lo stadio in classe C nelle condizioni previste per il funzionamento in telegrafia, cioè senza tensione negativa sul soppres-

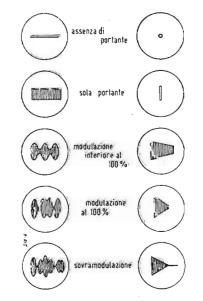



Fig. 5. - Oscillogrammi tipici relativi ad amplificatori modulati.

sore, e si prende nota della corrente anodica o di quella di aereo. Si applicano quindi al soppressore tensioni negative progressivamente crescenti fino all'interdizione della corrente di placca (o di aereo). La tensione base da applicare al soppressore nelle normali condizioni di lavoro è la metà di quella occorrente per l'interdizione della corrente anodica.

Volendo operare con rigorosa precisione si traccerà una curva riportando su un foglio di carta millimetrata le correnti anodiche o di aereo corrispondenti alle varie tensioni negative di soppressore. Quanto più la caratteristica di modulazione così ottenuta tende ad essere rettilinea, tanto più indistorta e lineare risulterà quest'ultima.

Da tale curva, analogamente a quanto si fa per un triodo in classe A, si ricava esattamente il valore massimo di cresta della tensione modulante che si può applicare al soppressore senza uscire dal tratto rettilineo della caratteristica. Precisamente imponendo come punto di riposo il punto medio del tratto rettilineo di tale caratteristica, il valore massimo di cresta della tensione BF applicabile corrisponde al valore della polarizzazione corrispondente. In tal modo, per modulazione al 100 %, il potenziale di soppressore assumerà valori istantanei da zero al doppio della tensione base, rispettivamente nelle punte positive e negative della tensione modulante.

Il controllo della modulazione si effettua applicando all'ingresso del modulatore un segnale sinusoidale tale da modulare al 100 % il finale, e controllando le indicazioni dello strumento di placca del finale stesso o dell'amperometro di antenna. I « pignoli » potranno con indubbio vantaggio usare l'oscilloscopio, connettendolo come nelle fig. 3 e 4. Sempre ad uso e consumo di questi ultimi la fig. 5 mostra alcuni tipici oscillogrammi ottenibili.

Quando lo stadio modulato lavora correttamente la tensione BF sovrapposta a quella di polarizzazione provoca oscillazioni, di ampiezza rigorosamente uguale in valore assoluto e di segno contrario, della corrente anodica (e di conseguenza della corrente di aereo) intorno al suo valore medio corrispondente alla portante non modulata. In tale caso, applicando un segnale come sopra detto, la corrente anodica dello stadio modulato letta sullo strumento di placca sarà apparentemente costante (in realtà ogni aumento istantaneo è esattamente compensato da una eguale diminuzione, ma lo strumento non lo può indicare a causa della sua elevata inerzia meccanica), mentre un amperometro a termocoppia posto nel circuito di aereo (si usi per le prove un aereo artificiale) segnerà un aumento di circa il 20 % rispetto alle condizioni di portante perchè esso indica il valore efficace della corrente, inferiore al valore medio (ricordiamo che il valore efficace è dato dalla radice quadrata della somma dei quadrati dei successivi valori istantanei della corrente stessa).

Qualora l'ampiezza della tensione modulante fosse quella corretta, ma fosse insufficiente quella di polarizzazione, si avrà un taglio più o meno pronunciato dei semiperiodi positivi in quanto il soppressore, diventando positivo in corrispondenza di dette punte di modulazione, assorbe una certa corrente provocandone l'appiattimento. In tali condizioni lo strumento di placca indicherà una diminuzione di corrente (modulazione negativa) non essendo più le istantanee diminuzioni di corrente nei picchi negativi di modulazione esattamente compensate dai simmetrici aumenti.

Nel caso contrario invece (negativo base troppo elevato) i semiperiodi negativi portano il soppressore oltre l'interdizione, sopprimendo la portante in corrispondenza di essi. Quelli positivi invece producono un

DATI PER LA MODULAZIONE DI SOPPRESSORE DEI TUBI RL12P10 - RL12P50 - LS50 RS391 - RS337

	RL12P10		RL12P50		RS391		RS337	
	valore port.	valore cresta	valore port.	alore cresta	valore port.	valore cresta	valore port.	valore cresta
tensione di accensione (V)	12,6	12,6	12,6	12,6	12,6	12,6	12,6	12,6
corrente di accensione (A)	0,44	0,41	0,7	0,7	1,5	1,5	2,75	2,75
tensione anodica (C)	300	300	1000	1000	1500	1550	1500	1550
tensione di schermo (V)	250	250	300	300	575	575	500	500
tensione di griglia (V)	—20	—20	—80	—80	—100	—100	—125	—125
ampiezza tensione di griglia (V cresta)	32	32	100	100	115	115	150	150
tensione di soppressore (V)	—45	0	—140	0	—135	0	—70	0
tensione modulante (V cresta) . . .	0	45	0	140	0	135	0	70
corrente anodica (mA)	22	50	60	120	75	150	75	150
corrente di schermo (mA)	20	12	23	15	47	27	55	34
corrente di griglia (mA)	5	4	6	5	2,5	2	6,5	5
potenza di eccitazione (W)	0,2	0,15	0,6	0,5	0,4	0,4	1	1
potenza di uscita (W)	2	8	20	80	35	140	45	180
resistenza di schermo (Ω)	9000	9000	5000	5000	6000	6000	5000	5000
resistenza di carico (Ω)	2100	2100	4150	4150	5400	5400	5400	5400

CARATTERISTICHE DEL TUBO LS50
Pentodo per OC e OUC a riscaldamento indiretto con catodo a ossidi.

CARATTERISTICHE PRINCIPALI

Tensione di accensione	12,6 V
Corrente di accensione	0,7 A
Capacità interelettrodiche:	
ingresso	13,5÷15,5 pF
uscita	9÷11 pF
griglia-placca	0,09 pF

AMPLIFICATORE RF CLASSE C
TELEGRAFIA

	150	90	60	40	30	MHz
Va	600	700	800	1000	1000	V
Vg2	250	250	250	300	300	V
Vg1	—80	—80	—80	—80	—80	V
Ia	130	130	130	120	120	mA
Ig2	10	10	10	10	10	mA
Ig1	7	7	6	5	2	mA
Vg1 eff	110	110	110	100	100	V
Wexc	4	3,5	3	1,5	0,5	W
Wusc	40	52	65	80	85	W

AMPLIFICATORE RF CLASSE C
MODULAZIONE DI GRIGLIA 1

	valore portante	valore di cresta	
Va	1000	1000	V
Vg2	300	300	V
Vg1	—105	—80	V
Ia	60	120	mA
Ig2	3	10	mA
Ig1	minima	3	mA
Vg1 eff	100	100	V
Wexc	0,5	0,5	W
Wusc	21	85	W

AMPLIFICATORE RF CLASSE C
MODULAZIONE DI GRIGLIA 3

	valore portante	valore di cresta	
Va	1000	1000	V
Vg2	300	300	V
Vg1	—80	—80	V
Vg3	—160	0	V
Ia	60	120	mA
Ig2	20	11	mA
Ig1	4	2	mA
Vg3 eff		160	V
Vg1 eff	100	100	V
Wexc	0,6	0,5	W
Wusc	21	85	W

AMPLIFICATORE RF CLASSE C
MODULAZIONE ANODICA

Va	800	V
Vg2	250	V
Vg1	—130	V
Ia	120	mA
Ig2	15	mA
Ig1	5	mA
Vg1 eff	160	V
Wexc	0,8	W
Wusc	70	W

AMPLIFICATORE BF CLASSE B
(dati per 2 tubi)

Va	1000	V
Vg2	300	V
Vg3	0	V
Vg1	—50 a —60	V
Ia	90	mA max. per tubo
Ig2	10	mA max. per tubo
S	3 a 5	mA/V

FUNZIONAMENTO IN REGIME IMPULSIVO

Va	2	kV
Vg2	600	V
Vg1	—250	V
Ia	3	A
Wexc	1,3	kW
Wusc	5	kW

AUTOOSCILLATORE

Con tensione ausiliaria:		
Va	1000	V
Vg2	250 a 300	V
Vg1	—40	V
Rg1	5	kΩ
Wusc	70	W
Senza tensione ausiliaria:		
Va	300	V
Vg2	100	V
Rg1	5	kΩ
Wusc	10 a 12	W

FUNZIONAMENTO A TRIODO

1) G2 alla placca; G3 a massa:		
Va	400	V
Ia riposo	30	mA
S	5	mA/V
Diss. anod. max.	40	W
2) G1 e G2 riunite; G3 a massa:		
Va	1000	V
Ia riposo	30	mA
S	5	mA/V
Diss. anod. max.	40	W
3) Limiti massimi:		
Ik	230	mA
Diss. g2	5	W
Diss. anod.	40	W
Diss. g1	1	W
Vg1	300	V

incremento di corrente anodica non compensato completamente, per cui la corrente anodica aumenta.

Per la ragione più sopra riportata l'amperometro di aereo indicherà aumenti superiori al 20 % per modulazione asimmetrica positiva, mentre per modulazione asimmetrica negativa rimarrà fermo o indicherà addirittura una diminuzione di lettura.

Quanto fin qui detto presuppone che la caratteristica di modulazione del tubo finale sia perfettamente lineare, condizione questa che deve essere soddisfatta dal costruttore del tubo stesso. Le valvole previste per tale tipo di modulazione debbono avere il soppressore costruito con le spire a passo fisso e costante. La maggior parte di tali tubi appartiene alla serie germanica, mentre assai scarsi sono i rappresentanti nelle serie americana ed europea.

La tabella unita indica le condizioni di lavoro per tale tipo di modulazione di alcuni tubi, mentre la fig. 6 riporta le curve complete relative al rendimento ed alle correnti nei vari elettrodi dei tubi RL12P50 ed LS50 per frequenze fino a 30 MHz. Di quest'ultimo tubo sono indicate le condizioni di lavoro complete ritenendo che possano essere di particolare interesse.

CONCLUSIONI

Dalle considerazioni svolte si possono trarre le seguenti conclusioni:

1) Per la semplicità del circuito usato e per la minima potenza BF in gioco, nonchè per il fatto che la modulazione e la RF sono applicate ad elettrodi completamente indipendenti, il sistema di modulazione descritto è di realizzazione e messa a punto altrettanto semplice.

2) A parità di potenza in antenna, un trasmettitore modulato di soppressore pre-

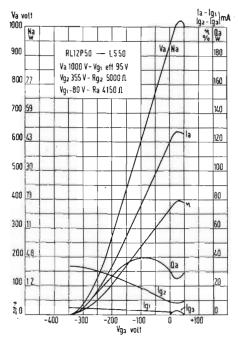



Fig. 6. - Curve caratteristiche dei tubi RL12P50 e LS50

senta rispetto ad uno modulato di placca i seguenti vantaggi:

a) maggiore sicurezza di esercizio, dovuta al minor numero di tubi e circuiti presenti e relativa minore probabilità statistica di avarie;

b) minore assorbimento di energia dalla sorgente di alimentazione (vantaggio non indifferente negli impianti campali); ciò è dovuto al fatto che nonostante il tubo finale sia di potenza di alimentazione notevolmente maggiore, manca del tutto il consumo dei filamenti del modulatore di placca;

c) minore peso ed ingombro, in seguito alla mancanza del complesso modulatore di placca e relativi alimentatori; ingombro neppure lontanamente compensato dalla maggior mole dell'alimentatore del finale RF;

d) minor costo, per la esiguità del modulatore. Il costo per aumentare la potenza di alimentazione del finale non è certo paragonabile a quello del grosso modulatore di placca e relativi capaci alimentatori.

Da queste conclusioni emerge chiaramente quanto sia umiliante ed ingiusto il regolamento che considera come potenza del trasmettitore, agli effetti delle licenze, quella di alimentazione del tubo finale. E' chiaro che tale regolamento preclude di fatto al radiante l'uso di qualsiasi sistema di modulazione che non sia quello di placca e schermo; difatti 100 W di alimenta-

(*il testo segue a pag.* 68)

Orientamenti per il

di PEPPO CANNITO e RAOUL BIANCHERI

In questa Rivista (dicembre 1951, anno XXIII, n. 12, pag. 295) si è avuto occasione di trattare dei requisiti elettrici a cui devono soddisfare i radioricevitori affinchè possano qualificarsi « Professionali » e di conseguenza essere omologati per i servizi di interesse internazionale.

L'intento del presente articolo vuol essere una rassegna di quei ricevitori che nell'ambito dei « Professionali » riscuotono il maggior consenso tecnico. Potrà essere di valido aiuto, quale documentazione, a tutti coloro che intraprendono la progettazione di un apparecchio di tal genere.

Un semplice esame statistico porta ad una facile impostazione del problema pur non infirmando l'originalità della realizzazione. I capitolati di collaudo a cui devono soddisfare questi ricevitori sono assai severi ed ogni misura è motivata da seri motivi funzionali. I nomi di questi ricevitori testimoniano l'esperienza e la serietà costruttiva dei loro realizzatori. Da queste osservazioni si può concludere che difficilmente si potrà effettuare una diminuzione degli stadi senza alternare sensibilmente le caratteristiche elettriche. L'originalità dovrà ricercarsi semmai nei circuiti degli stadi o nella disposizione meccanica, dove ognuno sarà libero di apportare tutte le innovazioni desiderate alla scopo di aumentare la funzionalità dell'apparecchio.

Fra i dieci schemi qui riportati, nove impiegano due stadi di amplificazione in Alta Frequenza per conseguire un elevato rapporto segnale/immagine, come pure un adeguato rapporto segnale/disturbo e nel contempo minimizzare l'entità dell'energia a frequenza locale presente sull'antenna.

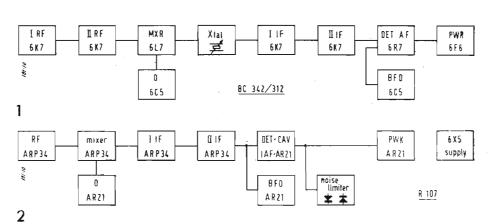
La conversione di frequenza in tutti e dieci i ricevitori, è fatta con due valvole e precisamente un tubo oscillatore ed un tubo mescolatore. L'utilità di questo va ricercata nella stabilità di frequenza, nel filtraggio del segnale generato localmente e nel basso fruscio di conversione. Sette ricevitori sui dieci in esame impiegano due valvole amplificatrici a frequenze intermedia, mentre i rimanenti impiegano tre stadi; ancora sette su dieci impiegano il filtro a cristallo.

La variazione della larghezza di banda ottenuta mediante regolazione elettrica dei filtri a frequenza intermedia, è fatta su tre tipi e fra questi uno solo ha contemporaneamente pure il filtro a cristallo. Questa osservazione porta alla determinazione che per conseguire le caratteristiche di capitolato necessitano almeno due stadi di amplificazione a frequenza intermedia e di un filtro a cristallo.

Sei ricevitori impiegano come stadio rivelatore e rettificatore RAS una valvola multipla che nel contempo funziona come preamplificatrice di B.F., i rimanenti quattro impiegano invece un doppio diodo soltanto. Il generatore di battimento acustico per la ricezione di segnali di tipo A1 è, in tutti, costituito da una valvola separata. Due soli tipi impiegano un circuito RAS con amplificatore. Circuiti soppressori di rumori sono impiegati in sei ricevitori e fra questi, quattro beneficiano in tale servizio di uno stadio amplificatore oltre al diodo rettificatore.

L'amplificazione di B.F. è ottenuta su sei ricevitori da uno stadio preamplificatore ed uno stadio di potenza, i rimanenti quattro hanno uno stadio d'uscita in push-pull preceduto da uno stadio invertitore di fase.

1

2

L'alimentazione in continua è stabilizzata per i valori di maggior interesse, in quattro ricevitori su dieci.

Da questo rapido esame si può stendere lo schema a blocchi di un ricevitore professionale ricavato dai dati medi desunti dall'osservazione dei dieci schemi presi in esame.

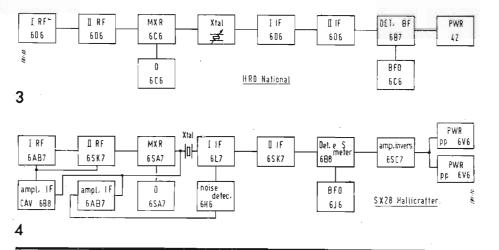
Tale schema sarà sostituito da:
n. 2 Stadi amplificatori a R.F.
« 1 Stadio oscillatore
« 1 Stadio mescolatore
« 2 Stadi amplificatori a F.I.
« 1 Stadio rivelatore di B.F. a RAS con preamplificazione di B.F.
« 1 Stadio finale di potenza
« 1 Stadio limitatore di disturbi.

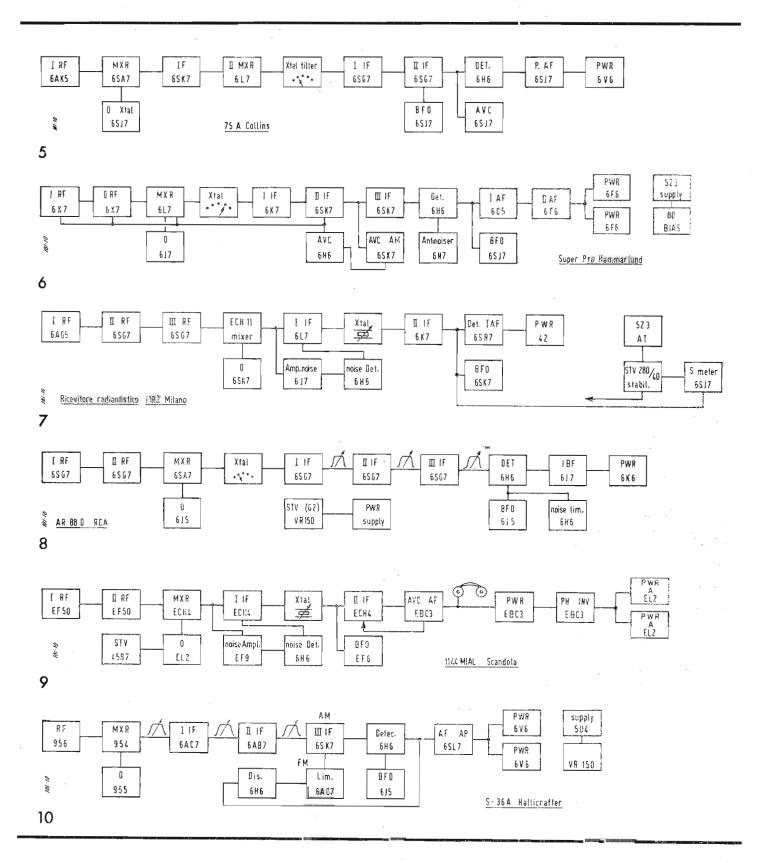
Queste conclusioni riguardano beninteso unicamente il circuito elettrico di massima, poichè una trattazione completa sulla realizzazione meccanica e sulle disposizioni dei comandi, implica una accurata indagine che potrebbe essere svolta sulla falsariga della presente trattazione e che è strettamente legata al risultato globale per un ricevitore professionale *

BIBLIOGRAFIA

1) *BC342 Signal Corp.*: Radio, n. 2, pag. 11, vol. I, febb. 1949.
2) *BC312 Signal Corp.*: RR, n. 8, pag. 367, 1950.
3) *R107*: l'antenna, n. 7, pag. 155, 1950.
4) *HRO National*: TE, n. 5, pag. 469-70, vol. II, 1947.
5) *SX28 Hallicrafter*: TE, n. 5, pag. 477-78, vol. II, 1947.
6) *75A Collins*: RR, n. 11, pag. 472, 1950.
7) *Super Pro Hammarlund*: RR, n. 4/5, pag. 121, 1949.
   Super Pro Hammarlund: RR, n. 4/5, pag. 175, 1949.
8) *Ricevitore per gamme radiantistiche di I1RZ - Ing. Pasquotti*: RR, n. 4, pag. 9, 1948.
   idem: RR, n. 1, pag. 9. 1949.
9) *AR88D RCA*: TE, n. 5, pag. 473-74, vol. II, 1947.
   AR88D RCA: RR, n. 8/9, pag. 311, 1949.
10) 1144 *Mial* (*Ing. Scandola*): TE, n. 7, pag. 587, vol. I, 1946.
11) *S36A Hallicrafter*: Radio, n. 1, pag. 13, vol. I, genn. 1949.

3

4

progetto di radioricevitori professionali

Dall'esame statistico dei dati medi desunti dall'esame di dieci radioricevitori che nell'ambito dei professionali riscuotono il maggior consenso tecnico, viene ricavato lo schema a blocchi del circuito elettrico di massima del radioricevitore "ideale"

Stazioni mobili: "MR 28"

(segue da pag. 58)

Per l'alimentazione in c.c. si prestano benissimo i dynamotor americani a 300 V. 100 mA con tensione di ingresso a 6 V oppure quelli montati negli apparati IFF provenienti dal « Surplus » dell'aeronautica americana che hanno caratteristiche analoghe.

Fig. 3. - Variante per accordo a pi-greco dello stadio finale. $L5$ = 5 ½ spire spaziate 2 mm, filo 2 mm argentato, avvolg. in aria diametro 30 mm.

Tutti gli altri dati sono riportati negli schemi.

La portata con antenna stilo del trasmettitore MR28 va da 5 a 12 km in condizioni normali per propagazione diretta; in apertura di gamma e per propagazione indiretta, invece, si possono fare interessanti DX con tutti i continenti e con buoni QRK specie se si porrà cura nella scelta e nella installazione dell'antenna.

Con poche modifiche il trasmettitore descritto potrà funzionare in banda 40 assicurando ottimi collegamenti regionali e su portata di 300÷500 km con buone condizioni di propagazione... QRM permettendo!

Occorrerà adoperare un cristallo oscillatore su 3,5 MHz, accordare il primo triodo della 12AX7 su 3,5 MHz, il secondo su 7 MHz ed amplificare con la 5763 a 7 MHz; si avrà così la massima potenza ottenibile dalla 5763: 17 watt input in grafia e 15 watt input in fonia. *

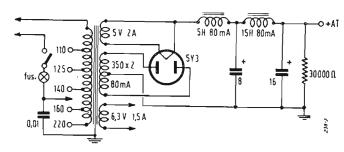



Fig. 4. - Schema di alimentatore a valvola 5Y3.

Trasmettitore MR28 visto di sotto - Montaggio realizzato con tubi « noval ».

Modulazione di soppressore

(segue da pag. 65)

zione al finale (massimo attualmente consentito) modulati di placca e schermo, corrispondono a circa 70÷75 W in antenna, mentre 100 W modulati di griglia o di soppressore corrispondono nel migliore dei casi a 25÷30 W in aereo.

Si comprende quindi facilmente come nessuno possa con le attuali esigenze del traffico determinate dalla congestione delle bande, permettersi di regalare al Ministero la metà dei watt tanto *magnanimamente* concessi. *(GBor)*

LA TV NEL MONDO

La TV a Cuba si sta sviluppando in modo sorprendente.

Entro la prima metà di quest'anno vi saranno 10 emittenti TV collegate con una rete di ponti radio.

Cinque di tali emittenti saranno installate all'Havana con 5 programmi differenti.

Si calcola che già ora in Cuba vi siano oltre 100.000 televisori: per una nazione di circa 5.000.000 di abitanti non c'è male!

* * *

Anche nel Messico la TV fa furori. A Mexico City è stato inaugurato recentemente un grande Palazzo della TV chiamato « Televicentro » il cui costo di costruzione ha ragguinto 3 milioni di dollari. Tale Centro comprende ben 20 studi uno dei quali vastissimo al punto di contenere un completo Circo in azione.

I programmi TV sono previsti per 12 ore giornaliere.

* * *

Da statistiche americane risulta che la cifra d'affari della pubblicità TV durante l'anno 1952 è stata di circa 300 milioni di dollari.

SUPPLEMENTO MENSILE DE L'ANTENNA

a cura del Dott. Ing. Alessandro Banfi

PROBLEMI DELLA TV

Sino a che non esisteva in atto in Italia alcun programma TV ricevibile a casa propria con una certa regolarità, di molti problemi che oggi stanno sorgendo in margine alla TV stessa non se ne avvertiva neppure lontanamente l'esistenza.

Anzi per alcuni di essi, ci si accontentava delle notizie e delle informazioni che ci giungevano da quei Paesi più fortunati del nostro ove già la TV aveva preso saldo piede.

Oggi, tale situazione nel nostro Paese è già in parte mutata, e se pur non esiste ancora un vero e proprio programma TV che possa chiamarsi regolare, pur nondimeno anche le « quasi regolari » trasmissioni sperimentali della RAI-TV, seppure di breve durata e di impegno non eccessivo, pongono già dei problemi ben definiti che il neo-telespettatore trova talvolta di non facile soluzione.

Ne esamineremo oggi assieme alcuni di essi: per parecchi altri ci riserviamo di tornare quanto prima sull'argomento in questa stessa sede.

Uno fra i primi problemi che si pongono al neo teleamatore è quello del costo del televisore.

Se vogliamo essere sinceri, questo non è oggi un problema ma una semplice constatazione.

« Il prezzo di un televisore è alto » si sente dire da alcuni, « La TV è uno svago costoso » si sente dire da altri.

« La TV è il cinema dei poveri » dicono in America ove vi sono già oltre 100 milioni di telespettatori effettivi.

Prima però di addentrarmi in alcune considerazioni sull'effettivo potere di acquisto del pubblico italiano, gioverà rinfrescarne alcune altre di lapalissiana evidenza.

Il valore di un oggetto è in stretta dipendenza col servizio che esso rende.

Nessuno acquisterà mai un televisore pel solo gusto di vederselo in casa, inutile ingombro.

Per contro, il desiderio, anzi oserei dire, la necessità moderna, di un televisore si farà indubbiamente sentire quando esso ci porterà in casa tutta una varietà di spettacoli fra i quali potremo sempre trovarne diversi di nostro gradimento, ed interesse.

Perciò, passato il primo periodo della novità e curiosità della TV neoarrivata fra il pubblico italiano, il « vero » valore del televisore sarà essenzialmente costituito dal programma che ci ammanirà la R.A.I.

Il « caro » o « buon mercato » dovrà essere riferito a ciò che ci darà, a prescindere dalla sua intrinseca efficienza tecnica, il televisore che ci porteremo a casa.

Ed occorre riconoscere che, a questo proposito, il compito della R.A.I. è veramente arduo, particolarmente se messo in relazione al temperamento, alle esigenze ed allo spirito critico del pubblico italiano. E' questo un grosso interrogativo che però per quanto ci consta, la R.A.I. sta coraggiosamente affrontando con le migliori intenzioni e sopratutto con mezzi e materiale tecnico ed umano in via di rapido e costante potenziamento.

Le premesse e le prime dimostrazioni sperimentali sono nel loro complesso buone e promettenti in rapporto alle difficoltà d'ogni genere che si presentano. Possiamo perciò oggi onestamente ritenere che i programmi TV che la R.A.I. sta seriamente preparandosi per un molto prossimo futuro, saranno tali da effettivamente valorizzare la televisione italiana.

Sempre sull'argomento del costo dei televisori, si fa un gran parlare del potere d'acquisto del pubblico italiano nei rapporti di quello di altri Paesi.

A parte il fatto che recenti statistiche ufficiali hanno stabilito che lo « standard » di vita medio in Italia si è in questi anni notevolmente elevato al punto di approssimarsi molto a quello dell'America ed anche superare quello dell'Inghilterra, appare innegabile come il problema del costo del televisore in rapporto al potere di acquisto e quindi alla diffusione della TV nel nostro Paese sia strettamente legato alla politica commerciale di vendita al privato.

Il costo del televisore che a prima vista può sembrare proibitivo, può invece divenire accettabile se opportunamente rateizzato e facilitato nel tempo e nelle modalità di pagamento. Ciò non è evidentemente una cosa nuova, ma giova ricordarlo, è tanto più necessaria una tale politica di vendita quanto più elevato è il prezzo dell'articolo, e se si vuole che esso assuma una grande popolarità.

Vi sarà naturalmente una prima privilegiata categoria di acquirenti di televisione che per le proprie condizioni di censo e coltura sarà in grado di affrontare l'acquisto a prezzo intero di un televisore di buona marca, Ma tale clientela pur sempre utile, anzi preziosa, per il primo spunto di una cosa nuova ed insolita, non può praticamente influire sulla auspicata diffusione su larga scala della TV.

E molto saggia, sotto questo profilo, è stata l'iniziativa della stessa R.A.I. della creazione di una categoria di te-

levisori a prezzo più ridotto possibile e venderli con un assennato piano di pagamento rateale.

Un altro problema che sta ora agitando il pensiero dei neo-acquirenti di televisori è quello delle dimensioni dello schermo. E poichè una vera attuale esperienza su tale argomento non esiste ancora fra noi, fioriscono i più disparati, bizzarri, « interessati » consigli.

Una certa influenza nell'orientamento dei nostri tecnici verso le maggiori dimensioni degli schermi TV domestici, proviene dalla stampa e propaganda tecnico-commerciale americana ove attualmente non si parla che di schermi da 21, 24 e 27 pollici.

Occorre però rendersi conto che tale tendenza è in perfetta aderenza alla ben conosciuta tendenza del « grande » nella maggioranza delle manifestazioni americane.

Così lo « stile » del televisore americano è inconfondibile, come è inconfondibile lo « stile » delle automobili americane.

Chi scrive queste note ha già avuto occasione di esprimere qualche tempo fa, il proprio parere su queste stesse colonne. Oggi con alcuni mesi di più di quotidiana esperienza di ricezioni TV tale parere è ultraconfermato.

Gli schermi cosidetti da 14 e 17 pollici sono assolutamente sufficienti ed adattissimi per una piacevole ricezione senza trascurare e compromettere l'ambientazione domestica.

Lo schermo da 14 pollici che a prima vista e senza alcuna esperienza probante in proposito potrebbe anche apparire troppo piccolo, si è invece dimostrato nel pratico uso quotidiano pienamente sufficiente, senza alcuna particolare fatica visiva se vengono rispettati alcuni semplici canoni fondamentali di impiego.

Negli schermi da 14 e 17 pollici l'immagine è brillante e ben contrastata, cosa che non può dirsi per gli schermi più grandi, che nella loro maggioranza dànno contrasti sovente insufficienti.

Lo schermo da 17 pollici dovrebbe pertanto costituire oggi la miglior scelta per un televisore domestico. E' intuitivo che con uno schermo da 14 pollici si può realizzare una certa economia generale nella costruzione dell'apparecchio a vantaggio del prezzo di vendita.

Ho accennato a « canoni fondamentali d'impiego ». Non si dimentichino le due più importanti norme ai fini della miglior ricezione: distanza dallo schermo non inferiore a un metro e mezzo e luminosità dell'immagine (in accordo al contrasto della stessa) quanto più ridotta possibile compatibilmente colla nitidezza dell'osservazione e con l'illuminazione ambientale la quale non dovrebbe *mai, sia pure in minima misura, essere assente (ciò in contrasto col cinema).*

Altri problemi di non minore importanza discuteremo nei prossimi numeri, primi fra tutti quelli delle antenne e della sensibilità di ricezione, ben lieti se ciò potrà contribuire anche in piccola parte alla diffusione e popolarizzazione della TV in Italia. A. BANFI

La deviazione magnetica

(Parte terza)

Dott. Ing. ANTONIO NICOLICH

IL GIOGO DI DEVIAZIONE

Per far descrivere il reticolo allo spot è necessario deviarlo orizzontalmente con una coppia di bobine orizzontali tra loro in serie poste una a destra e l'altra a sinistra dell'asse del tubo. L'asse delle bobine della seconda coppia deve essere a 90° coll'asse delle bobine della prima coppia. Le 4 bobine hanno forma semicilindrica con le estremità risvoltate in modo da costituire una sella: esse sono avvicinate il più possibile al collo del T.R.C. il cui diametro esterno determina la curvatura delle bobine. Ciascuna coppia abbraccia dunque il collo del tubo sull'intera circonferenza e quando è percorsa da corrente a dente di sega, vi induce il campo variabile, che provoca il pilotaggio del pennello elettronico. Se detto campo magnetico non è uniforme si manifestano le distorsioni lineari di immagine note come distorsioni a cuscinetto, a bariletto, trapezoidale. La costruzione delle bobine di deviazione è tra le più difficili, perchè da una piccola imperfezione della loro forma nascono dannose aberrazioni elettronottiche, segnatamente l'astigmatismo. E' necessario che le loro dimensioni siano per quanto possibile ridotte e la loro capacità propria sia minima. Le 4 bobine sono contenute in un involucro cilindrico di ferro polverizzato o costituito da un solenoide a spire serrate di ferro disposte ortogonalmente all'asse del tubo, per evitare perdite per correnti vorticose. Scopo dell'involucro anulare di ferro è di esercitare un'azione schermante contro i campi magnetici dispersi disturbanti e di costituire il cammino di ritorno per la chiusura delle linee magnetiche dei campi deviatori. L'insieme delle 4 bobine, dello schermo cilindrico esterno e dei relativi accessori, costituisce un *giogo di deviazione,* o *sistema deviatore ortogonale.*

Fig. 11. - Giogo di deviazione.
a) Vista di una sola coppia di bobine. - b) Vista di prospetto. - c) Vista in pianta.

In fig. 11a) è rappresentata per semplicità una sola coppia di bobine deviatrici in un giogo con le indicazioni delle dimensioni caratteristiche: lunghezza l, altezza h, traferro δ. In fig. 11b) e 11c) sono invece rappresentate schematicamente le 4 bobine, ridotte per semplicità ad una sola spira ciascuna, viste rispettivamente di prospetto ed in pianta.

Poichè le due bobine di ciascuna coppia sono in serie tra loro, formano praticamente una sola bobina; perciò nel seguito si parlerà di bobina orizzontale e di bobina verticale, intendendo di designare con tali denominazioni rispettivamente la coppia di bobine orizzontali e la coppia di bobine verticali.

Se l'avvolgimento di una bobina è composto di N spire ed è percorso dalla corrente I, la forza magneto-motrice ad esso applicata vale $N\,I$ amperespire.

Posto: R = riluttanza in unità m.k.s.; $\mu = 4\,\pi \cdot 10^{-7}$ = permeabilità in unità m.k.s. del materiale magnetico dello schermo; l = lunghezza del tratto attivo della bobina parallelo all'asse del tubo, in m; h = altezza della bobina in m; δ = traferro, dia-

metro interno dello schermo magnetico in m; la riluttanza del circuito magnetico di fig. 11a) è praticamente quella del circuito in aria, e vale:

$$R = \frac{\delta}{\mu\, h\, l} \qquad [17]$$

Dall'equazione del circuito magnetico che asserisce essere il flusso ϕ uguale al rapporto fra la forza magnetomotrice e la riluttanza, si ottiene:

$$\phi = \frac{N\, I\, \mu\, h\, l}{\delta} \text{ weber} \qquad [18]$$

L'induzione B è il flusso riferito all'unità di superficie, cioè:

$$B = \frac{\phi}{h\, l} = \frac{\mu\, N\, I}{\delta} = 4\,\pi\,.\,10^{-7}\,\frac{N\, I}{\delta} \qquad [19]$$

La [19] sostituita nella [16] fornisce:

$$\alpha = 1,7\,.\,10^{7}\,.\,4\,\pi\,.\,10^{-7}\,\frac{l\, N\, I}{\delta}\,(V_a)^{-\frac{1}{2}} =$$

$$= 21,35\,\frac{l\, N\, I}{\delta}\,(V_a)^{-\frac{1}{2}}$$

che risolta rispetto alla f.m.m. dà:

$$NI = 4,7\,.\,10^{-2}\,\frac{\alpha\,\delta}{l}\,(V_a)^{\frac{1}{2}} \qquad [20]$$

La [20] permette di calcolare le amperespire necessarie per deviare di $\alpha°$ il pennello catodico in un tubo a deviazione magnetica, in funzione delle costanti geometriche della bobina ed in funzione della tensione anodica V_a.

I gioghi di deviazione americani sono stati normalizzati e la standardizzazione è generalmente seguita dai costruttori. Così i seguenti valori sono tipici della produzione americana:

diametro interno del giogo: 38 mm; lunghezza della bobina orizzontale: l = 81 mm; traferro: δ = 63,5 mm; angolo di deviazione orizzontale: α = 47°; tensione 2° anodo: V_a = 10 kV.

Questi valori sostituiti nella [20] forniscono:

$$NI = \frac{4,7\,.\,10^{-2}\,.\,47\,.\,63,5\,\sqrt{10^4}}{81} = 173 \text{ amperespire di punta orizzontali.}$$

Il prodotto NI può essere realizzato in infiniti modi, ma è consuetudine di fare la bobina orizzontale di 330 spire, per cui la corrente punta a punta richiesta è di 173/330 = 0,525 A.

Le bobine verticali sono pilotate da stadi finali di potenza più modesta che per le bobine orizzontali; in conseguenza la corrente di punta ammissibile è minore ed il numero di spire aumenta; generalmente i gioghi americani hanno 800 spire per la bobina verticale. Si tenga presente che le amperespire di deviazione verticale sono in ogni caso minori di quelle necessarie per la deviazione orizzontale, a motivo del rapporto di aspetto del quadro che prevede 3 unità di lunghezza in senso verticale e 4 unità in senso orizzontale.

L'induttanza L di una bobina deviatrice può essere facilmente calcolata partendo dalla definizione di induttanza, intendendola cioè come flusso concatenato da un avvolgimento di N spire quando è percorso dalla corrente unitaria:

$$L = \frac{\phi\, N}{I} \qquad [21]$$

Sostituendo nella [21] per il flusso ϕ l'espressione data dalla [18], si ottiene:

$$L = \frac{\mu\, h\, l\, N^2}{\delta} = \frac{4\,\pi\,.\,10^{-7}\, h\, l\, N^2}{\delta} \text{ henry} \qquad [22]$$

dove le lunghezze sono espresse in metri.

Assumendo per l'altezza dell'avvolgimento il valore h = 47,6 mm, coi valori già introdotti l = 81 mm, δ = 63,5 mm e N = 330 spire, la [22] fornisce per l'induttanza L:

$$L = \frac{12,56\,.\,10^{-7}\,.\,330^2\,.\,0,081\,.\,0,0476}{0,0635} = 8,33 \text{ mH}$$

Nel progetto di una bobina di deviazione si deve tenere presente che l'angolo α è proporzionale al numero di spire dell'avvolgimento;

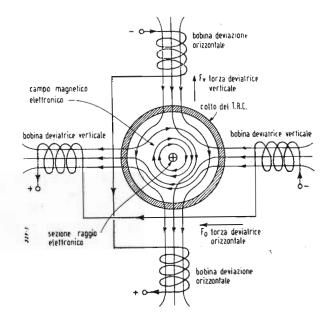



Fig. 12. - Deviazione del raggio elettronico verso l'alto e verso sinistra operata dalle due coppie di bobine deviatrici.

ciò induce a far grande N, ma si perviene in tal modo ad un avvolgimento con grande capacità distribuita C, che risulta dannosissima, perchè accordandosi con l'induttanza L della bobina costituisce un circuito oscillatorio sede di oscillazioni sinoidali smorzate, causa di difettosa deviazione.

Conviene allora assumere per L e C valori tali da soddisfare alla relazione $LC = (T_r/\pi)^2$, in cui T_r è il tempo di ritorno del dente di sega orizzontale.

Nello studio di un sistema deviatore si tengano sempre presenti i tre seguenti punti fondamentali:

1) Determinazione della direzione del campo magnetico **H** deviatore generato dalle bobine del giogo.

2) La direzione della corrente del raggio elettronico deve essere ortogonale a quella del campo **H**, per modo che le linee di forza di **H** e del campo associato alla corrente risultino parallele. Le linee di forza di quest'ultimo sono cerchi rotanti nel senso delle lancette dell'orologio se il flusso elettronico costituente la corrente è diretto verso l'osservatore, secondo quanto postula la 2ª regola della mano sinistra la quale afferma che se il pollice indica la direzione della corrente, le altre dita della mano sinistra disposte ad arco forniscono la direzione del campo magnetico. Precisamente la direzione della forza magnetica associata alla corrente è individuata dalla tangente in ogni punto alla linea di forza considerata, l'orientazione della tangente è fornita dall'accennata 2ª regola della mano sinistra.

3) La generazione della forza ponderomotrice **F** è dovuta al fatto che alcune linee di forza del campo proprio della corrente sono equiverse con quelle del campo esterno deviatore ed aumentando l'intensità del campo **H** in una data regione, mentre nella regione opposta le linee di forza dei due campi sono contrariverse e quindi indeboliscono il campo **H**. Per effetto dello stiramento delle linee di forza magnetica nasce una forza meccanica agente sulla corrente, diretta dalla regione ove il campo è più intenso alla regione ove esso è più debole.

In fig. 12 è schematicamente rappresentata la disposizione delle bobine di deviazione del raggio elettronico in un T.R.C. Le bobine orizzontali sono poste in piani pure orizzontali sopra e sotto l'asse del pennello catodico. Essendo il flusso elettronico uscente dal piano del foglio, le linee di forza del campo associato al raggio ruotano in senso orario; il campo prodotto dalle bobine orizzontali ha l'asse verticale ed è diretto dall'alto in basso, quindi produce un addensamento di linee di forza a destra ed una rarefazione a sinistra, per cui sul raggio agisce una forza meccanica che lo fa deviare verso il campo più debole, ossia a sinistra. Analogamente, ancora riferendosi alla fig. 12, le due bobine di deviazione verticale sono poste in piani verticali paralleli, una a destra e l'altra a sinistra dell'asse del T.R.C.; col senso indicato per la cor-

(il testo segue a pag. 76)

IL TELEVISORE MIDWEST CON TUBO DI 17 POLLICI

di ORAZIO ZANAT

Fig. 1. - Telaio del televisore MW17.

Come potrete vedere in queste pagine e nelle seguenti la descrizione del televisore MW 17 è stata mantenuta nei termini più espliciti e piani possibili onde permettere a tutti indistintamente di poter realizzare sia questo stesso televisore sia un'altro sulla sua falsariga senza incontrare notevoli difficoltà.

Ecco anzitutto le caratteristiche generali:

Valvole: europee « Philips ».
Alimentazione: senza trasformatore.
Filamenti dei tubi: in serie, per una tensione di 220 V.
Anodica: raddrizzamento di 1 semionda con due tubi raddrizzatori in parallelo.
Diametro del cinescopio: 17 pollici (anche il 14 può funzionare perfettamente in quanto l'angolo di deflessione è il medesimo.
Medie frequenze: suono 18,5 MHz; video 24 MHz; è stato adottato tale valore perchè viene montato il gruppo a 5 canali Philips.
Suono: sistema intercarrier; rivelazione con EQ 80 che si è dimostrata più capace del ratio-detector di eliminare quel fastidioso ronzio ciclico a 50 periodi dovuto agli impulsi di sincronismo del quadro.
Oscillatore di quadro: oscillatore bloccato (blocking oscillator).
Oscillatore di riga: multivibratore.

Fig. 2. - Guadagno uniforme.

Tutto il televisore è stato sistemato su tre chassis: i due più lunghi laterali (1 e 2 - fig. 1) che portano rispettivamente: quello di sinistra l'alimentazione, l'asse tempi di riga con la finale ed il trasformatore per l'AAT, la comparatrice degli impulsi per il controllo del sincronismo; quello di destra: il gruppo, tutta la parte MF rivelazione e video, il canale suono.

Lo chassis centrale oltre al supporto del giogo e del complesso di focalizzazione porta la valvola doppia che funziona da oscillatore blocking e da finale di quadro.

Iniziamo quindi l'esame e la descrizione del televisore a partire dall'ingresso:

Gruppo: come già precedentemente detto il gruppo adottato è il Philips a 5 canali.

Ci riserviamo di tornare sull'argomento del front-end quando sarà disponibile un altro gruppo (in corso di realizzazione) che verrà costruito in serie e quindi facilmente accessibile.

Il gruppo adottato ci obbliga quindi a realizzare una media frequenza i cui [illegible] no segnati da 18,5 e da 24 MHz.

Il sistema di amplificatore di media è l'ormai universalmente adottato — staggered — e la catena di media è costituita da 4 valvole EF80.

Permettiamoci ora una piccola disgressione con due formule per spiegare come siano stati calcolati i punti di taratura e le resistenze di carico della catena stessa.

Il calcolo teorico degli amplificatori con accordo scalare è stato trattato ampiamente in altra pubblicazione (Baum: Journal of Applied Physics) considerando la possibilità di due tipi di curve e [illegible]ente la prima (fig. 2) corrispondente ad un guadagno uniforme al centro della banda con rapida caduta ai due estremi. (I limiti della banda passante sono i due punti della curva i cui valori sono a 3 dB dal valore massimo; 3 dB = 0,707 Vo).

Fig. 3. - Guadagno variabile entro limiti prestabiliti.

La seconda (fig. 3) corrispondente ad un guadagno variabile entro 2 dB dal limite superiore nell'interno della banda passante.

Questo sistema permetterebbe un guadagno più elevato del primo tipo ma la sua messa a punto è parecchio laboriosa nonchè di difficile ottenimento per cui è stata scartata dallo studio.

Ed eccoci al sistema di calcolo impiegato: stabilite il numero delle valvole (4 nel nostro caso) e stabilita la banda passante necessaria si traccia una circonferenza con diametro in scala tale da corrispondere ai MHz richiesti di banda passante (fig. 4).

Nel nostro caso desiderando una banda di 4 MHz (a 3 dB dal massimo di 5 MHz quindi) di tracci di semicerchio con 20 cm di diametro (5 cm per megahertz). Dato poi che i nostri circuiti accordati sono 5 dividiamo la nostra semicirconferenza in 5 parti eguali ed abbassiamo le perpendicolari da ogni punto sul diametro.

Il centro geometrico corrisponde al centro della banda MF mentre le distanze delle altre perpendicolari dal centro corrispondono al disaccordo rispetto al centro (fig. 4).

Inoltre la lunghezza di ogni perpendicolare rappresenta la metà della larghezza di banda relativa a quel determinato circuito.

Ecco quindi i valori trovati:

	accordo	larghezza di banda
I°	18,6	1,6 MHz
II°	19,5	4 MHz
III°	21	5 MHz
IV°	22,5	4 MHz
V°	23,4	1,6 MHz

Per stabilire ora la R da includere in parallelo ad ogni circuito oscillante per ottenere la banda stabilita, partiamo dalla premessa che tutte le bobine avvolte sul medesimo supporto e col medesimo filo abbiano lo stesso Q. D'altra parte non occorre considerare il carico introdotto dalla valvola in quanto l'EF80 a queste frequenze ha un valore trascurabile.

Il Q del circuito quindi per una banda stabilita può essere calcolato con:

$$Q = fo/B$$

in cui fo è il punto di accordo del circuito e B è la larghezza di banda richiesta.

Per esempio il Q del circuito n. 1 dovrà essere:

$$18,6 : 1,6 = 11,6$$

In questi esempi calcoliamo la capacità totale del circuito in un pò meno del doppio delle capacità d'entrata e d'uscita delle valvole che compongono lo stadio; tale C totale sarà quindi 20 pF.

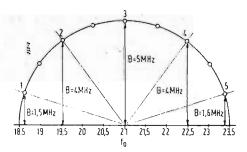



Fig. 4. - Calcolo dei punti di taratura e della larghezza di banda di uno staggered a 5 circuiti accordati.

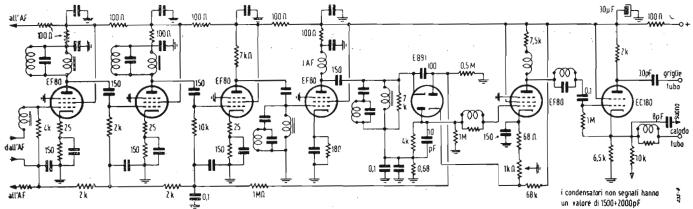



Fig. 5. - Schema dell'amplificatore di MF.

La resistenza totale in parallelo al circuito dovrà quindi essere:

$$R = \frac{Q}{2\pi fC}$$

$$\frac{11,6}{3,14 \times 2 \times 18,6 \cdot 10^6 \times 20^{-11}} = 4950 \text{ ohm circa}$$

nare a sufficienza considerandolo circa eguale alla R di carico nel diodo stesso.

A tutta la catena di media è stato applicato il controllo automatico di sensibilità (il CAV negli apparecchi radio) ottenuto mediante il raddrizzamento della portante con uno dei due diodi della EB91.

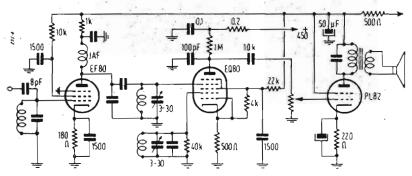



Fig. 6. - Schema della sezione suono.

Assumendo per le bobine un Q di circa 30 (che è una valore medio ottenibile facilmente in pratica) la resistenza del circuito stesso sarà 30/11,6 . 4950 = = 12800 ohm circa. Onde ottenere la richiesta resistenza di 4950 ohm ci serviremo della solita formuletta delle resistenze parallelo:

$$\frac{R \times R_2}{R + R_2} = R_x$$

per trovare la resistenza reale da collegare in parallelo. Essendo:

$R_x = 4.950$
$R = 12.800$

si ricava $R_2 = 8100$ ohm circa.

Per il carico dell'ultimo circuito di MF collegato al diodo ci si può avvici-

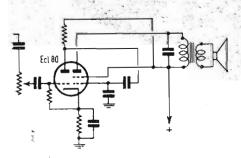



Fig. 7. - Variante dello schema suono con finale EC80.

Interessante il sistema a doppio effetto impiegato per la regolazione dei contrasti.

Per ottenere tale regolazione si applica al catodo del diodo C.A.S. una polarizzazione variabile inversamente proporzionale al valore della polarizzazione applicata alla prima amplificatrice video in modo tale che ad un aumento della sensibilità di MF corrisponda un aumento dell'amplificazione dello stadio video. Il controllo in tal modo è particolarmente efficace.

Il collegamento, rivelatore - 1° stadio video, come si noterà è stato effettuato direttamente onde non perdere la componente continua del segnale.

Tale componente viene però esclusa nel collegamento tra il primo ed il secondo stadio video data la presenza del condensatore di accoppiamento.

Allo scopo di ripristinare tale componente (delle cui necessità ora non ci dilungheremo in quanto nota, pensiamo, ormai a tutti) la griglia della finale video è collegata tramite una elevata resistenza al catodo direttamente; in questo punto avverrà quindi una rivelazione da parte della griglia (considerata come un diodo col suo catodo) la cui corrente scorrendo nella resistenza di 1 MΩ produrrà una polarizzazione variabile del tubo finale con la conseguente reinserzione della componente continua nel segnale video.

Ed eccoci al circuito del suono.

Prelevato il segnale a 5.5 MHz prodotto dal battimento delle due portanti durante la rivelazione esso viene introdotto in griglia di una normale amplificatrice mediante una piccola capacità 4-5 pF.

Il segnale amplificato viene immesso su una griglia della EQ80 mentre lo stesso segnale viene applicato ad un'altra griglia dell'EQ80 sfasato in modo opportuno dei circuiti accordati; tale sfasamento per la frequenza centrale di 5,5 MHz è di 90°.

Al variare della portante di più o meno un certo numero di kHz varia lo sfasamento dei due segnali sulle due griglie e conseguentemente varia la corrente di placca dell'EQ80.

Si è riscontrato che per circa 150 kHz vi è un rapporto lineare tra il ΔF ed il ΔI_a.

L'EQ80 oltre che introdurre una limitazione efficace per la modulazione di ampiezza può pilotare direttamente una finale suono con pendenza elevata.

Tutte le curve ricavate ed i dati forniti sono stati sperimentati nel nostro laboratorio. *

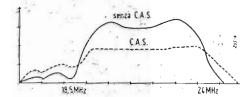



Fig. 8. - Curva di MF esaminata all'oscillografo con generatore sweep.

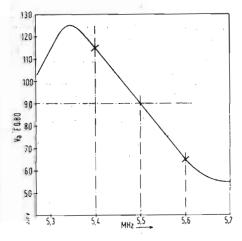



Fig. 9. - Curva del discriminatore di fase EQ80.

PREAMPLIFICATORE D'ANTENNA

Dott. Ing. ALESSANDRO BANFI

Il desiderio di ricevere le trasmissioni TV in località a notevole distanza dal trasmettitore R.A.I., ovvero in località ove per qualsiasi motivo (schermature, avvallamenti, colline, ecc.) il campo elettromagnetico è piuttosto basso, fa sorgere la necessità di disporre di un preamplificatore a radio frequenza da interporre fra l'antenna ed il ricevitore TV.

Già in precedenza abbiamo trattato quest'argomento: vogliamo però oggi presentare ai nostri lettori un tipo di preamplificatore molto economico, ad una sola valvola, capace di raddoppiare all'incirca l'intensità del segnale raccolto dall'antenna.

L'impiego di tale preamplificatore è poi consigliabile quando ci si trovi in presenza di una linea di trasmissione dall'antenna al televisore, molto lunga, ovvero si tratti di alimentare diversi televisori con un'unica antenna..

Naturalmente, secondo i casi e le esigenze si dovrà scegliere il tipo più adatto di antenna da usare in unione al preamplificatore.

Vogliamo anzi chiarire quest'ultimo concetto onde evitare errate interpretazioni con conseguenti delusioni. Serva a ciò un esempio tipico. Trattandosi di un'installazione destinata ad alimentare molti televisori (antenna comune su una

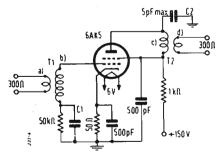



Fig. 1. - Schema elettrico del preamplificatore. I condensatori C1 e C2 sono variabili.

casa d'appartamenti) situata in località a campo intenso (vicina alla trasmettente TV) il preamplificatore in parola è poco adatto in unione ad un'antenna ad alto guadagno (molti elementi); è preferibile in tal caso adottare un'antenna ad alto guadagno (una « Yagi » a 4, 5 o 6 elementi) senza amplificatore.

In linea di massima il preamplificatore dovrebbe essere sistemato più vicino all'antenna possibile (in un sottotetto ad es.) se viene usata una linea di trasmissione bifilare non schermata, ovvero debba servire per alimentare molti televisori in uno stesso edificio.

Se si usa una linea di trasmissione coassiale (semplice o doppia) il preamplificatore può essere collocato in fondo alla linea di trasmissione nei pressi del televisore.

Diamo ora i dati costruttivi del preamplificatore.

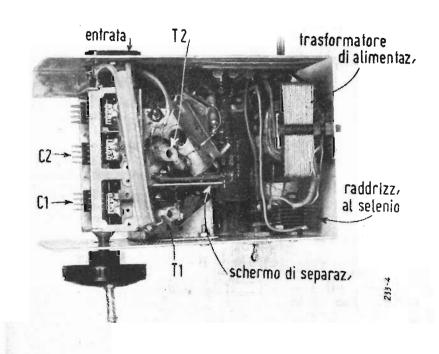



Fig. 2. - Vista da sotto dello chassis montato. Lo zoccolo della 6AK5 sta dalla parte opposta esattamente a cavallo dello schermo metallico di separazione. La terza sezione del condensatore variabile non è utilizzata (è stato usato un variabile a 3 sezioni già esistente).

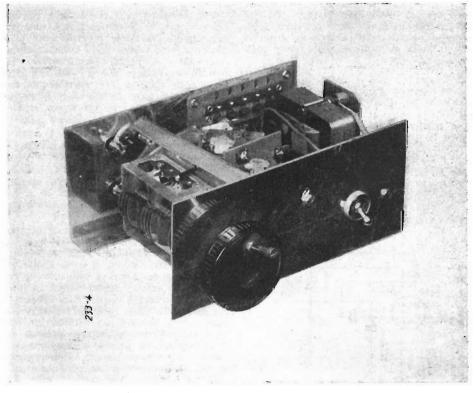



Fig. 3. - Altra vista da sotto dello chassis montato. E' chiaramente visibile lo schermo di separazione fra i due trasformatori *T1* e *T2*.

Dallo schema di fig. 1 si rileva che esso è ad un solo stadio, con una valvola 6AK5 con circuiti di griglia (ingresso) e di placca (uscita) sintonizzati da un condensatore variabile doppio da 5 pF di capacità massima. Entrambe le sezioni di tale condensatore sono disposte in serie (verso massa) con le rispettive bobine di griglia e placca, facenti parte rispettivamente dei due trasformatori d'ingresso e d'uscita.

Tali trasformatori sono avvolti su mandrino di polistirolo da 8 mm di diametro e comportano i seguenti valori:

Onda di Torino	Onda di Milano
81-88 MHz	200-207 MHz
a) = 3 spire	a) = 1 spira
b) = 7 spire	b) = 3 spire
c) = 4 spire	c) = 2 spire
d) = 2 spire	d) = 1 spira

Il filo è da 1 mm di diametro, nudo stagnato. Sui mandrini isolanti vanno prima avvolti i due avvolgimenti b) e

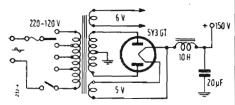



Fig. 4 - Schema di alimentatore utilizzante un tubo 5Y3.

c); gli altri due, a) e d), vanno sovrapposi con l'interposizione di una striscia avvolta di polistirolo da 0,3 mm di spessore, ovvero possono venire intercalati spira a spira.

L'allineamento della sintonia dei due circuiti d'entrata ed uscita va trovato per tentativi, muovendo o distanziando le spire degli avvolgimenti (od i collegamenti in filo rigido) con un cacciavite.

Occorre fare attenzione a ben separare elettricamente i due trasformatori di ingresso e d'uscita (T_1 e T_2) evitando con cura ogni interaccoppiamento induttivo o capacitivo.

Le foto di fig. 2 e 3 mostrano una costruzione dilettantistica di questo preamplificatore.

La tensione anodica può essere realizzata mediante un raddrizzatore a valvola 5Y3-GT (vedi schema di fig. 4) ovvero al selenio (vedi foto fig. 3).

Questo preamplificatore d'antenna ha dato ottimi risultati in paragone al suo costo modestissimo.

L'allineamento viene effettuato direttamente sul televisore in sede di prova.

*

IL TRASMETTITORE TV RAI DEL MONTE PENICE

Al Monte Penice fervono i lavori per il montaggio del nuovo trasmettitore regionale televisivo della R.A.I. della potenza di 100 kW (E.R.P.).

Trattasi di uno dei più moderni trasmettitori di costruzione americana R.C.A. avente nuove caratteristiche di efficienza e qualità sinora ignorate.

Due terzi della pianura padana saranno magnificamente serviti da questo trasmettitore la cui onda di funzionamento sarà di 61-68 MHz. I teleamatori che vorranno ricevere le prime emissioni che si effettueranno entro il mese di marzo dovranno munirsi dell'antenna adatta a tale frequenza.

LA TV NEL MONDO

E' stata inaugurata nello scorso gennaio la stazione TV di Caracas (Venezuela). E' montata con materiale R.C.A. ed è esercita dal Governo venezuelano.

* * *

La TV negli U.S.A. sta assumendo una nuova ondata di impressionante sviluppo, a causa dello « scongelamento » delle licenze governative per nuove emittenti. Tali emittenti che erano in numero di 108 già da quattro anni, sono ora salite a 123 ed alla fine del 1953 saranno 150.

* * *

Con 123 emittenti TV attualmente in funzione negli U.S.A. vi sono oltre 22 milioni di televisori con una popolazione servita dalla TV di 100 milioni di individui.

Nel corso dell'anno 1952 sono stati prodotti negli U.S.A. 6,3 milioni di televisori per un valore complessivo di 2 miliardi e 360 milioni di dollari.

Di tale cifra, 380 milioni di dollari sono afferenti alle valvole (compresi i ricambi del servizio assistenza) e 260 milioni sono afferenti ai tubi catodici.

* * *

L'attività accessoria alla TV come antenne, parti di ricambio, boosters, ecc., ha coinvolto negli U.S.A. durante l'anno 1952 un giro di affari di 1 miliardo di dollari.

* * *

L'aumento del numero di televisori in servizio ha inasprito una grossa questione molto spisosa. Quella dell'assistenza tecnica, alla quale si sono dedicati una caterva di imprese più o meno qualificate. Le associazioni di categoria cercano ora di disciplinare tale attività nel senso di garantire il cliente circa l'uniformità dei prezzi chiesti per certi ben determinati frequenti interventi, l'onestà commerciale e la competenza tecnica del personale.

* * *

Un nuovo tubo catodico tricromico da impiegarsi nei sistemi elettronici di TV a colori è stato recentemente sviluppato e messo a punto praticamente dal Dr. E. W. Lawrence dell'Università di California. Tale tubo, realizzato nella duplice versione a singolo e triplo « gun », sembra di costruzione più facile e sicura di quello analogo realizzato già da qualche tempo dalla R.C.A.

* * *

La tecnica dei « transistors » sta evolvendosi rapidamente negli U.S.A. ed allo scopo di diffonderla fra i radiotecnici all'avanguardia è stato istituito a New York uno speciale corso di istruzione su tale argomento, organizzato dalla I.R.E. (Institute of Radio Engineers), sotto la direzione di cinque ingegneri della Bell Telephone Labs.

* * *

In conseguenza della grande richiesta di tecnici specialisti in TV sono sorte recentemente negli U.S.A. numerose scuole per corrispondenza. Il corso completo di specializzazione per tecnici di assistenza TV dura da 9 mesi ad un anno con prezzi variabili da 50 dollari a 90 dollari. Sono intervenute le Associazioni di categoria per disciplinare e dare una garanzia di serietà ed onestà a tali scuole.

Nella città di Portland nell'Oregon (U.S.A.) è stata recentemente installata la prima emittente TV. Tale emittente che funziona su 548 MHz, ha un'antenna a 14 elementi che crea un campo utile paragonabile a quello di un trasmettitore di 18 kW, mentre la potenza reale del trasmettitore è solamente di 1 kW.

Nel periodo di 3 mesi dall'inizio delle trasmissioni TV nella sola città di Portland sono stati venduti 87.000 televisori (su circa 500.000 abitanti).

* * *

Si presume che nel prossimo anno 1954 vengano già posti in commercio televisori parzialmente dotati di « transistors » in luogo di alcune valvole. Un costruttore ha annunciato un televisore comprendente 8 valvole e 13 « transistors ».

* * *

Anche nel campo della TV a colori si parla di impiego di « transistors » in luogo di gruppi di valvole normali. Sembra comunque che nel prossimo anno la TV a colori farà la sua ricomparsa in forma rielaborata e quasi definitiva. La F.C.C. sta già prendendo accordi coi vari concorrenti all'esercizio di trasmissioni TV a colori.

* * *

Vari sintomi di controllata attendibilità fanno prevedere che l'anno 1953 sarà un anno veramente propizio alla TV in tutto il mondo.

Infatti mentre l'America moltiplica le sue emittenti ed i conseguenti televisori, anche l'Europa si sta muovendo seriamente con in testa l'Inghilterra seguita dall'Italia.

* * *

La Paramount Pictures Corp. annuncia lo sviluppo di un nuovo tubo catodico per TV a colori, che potrà essere usato con qualsiasi sistema di trasmissione. Tale tubo è prodotto dalla Chromatic Television Labs., una associata della Paramount.

* * *

La nota Ditta inglese PYE si sta affermando sul mercato americano degli apparati trasmettenti TV, attraverso un accordo tecnico-finanziario con General Precision Laboratory Inc. anch'essa già molto nota.

* * *

La televisione americana che tanto si è prodigata durante la campagna delle elezioni presidenziali si sta ora organizzando per portare sugli schermi dei suoi 100 milioni di telespettatori, la frequente ripresa di riunioni alla Camera e di Capi del Governo onde democratizzare ancor più l'attività governativa. Si ritiene di poter dare almeno una volta al mese la trasmissione di importanti sedute alla Casa Bianca alla presenza del Presidente Eisenhower.

* * *

E' stato inaugurato il primo ponte radio TV fra Stati Uniti e Canadà, fra Buffalo e Toronto (attraverso il Lago Ontario).

Trattasi di un ponte radio a microonde (1500 MHz) in due sezioni da 30 miglia ciascuna con un ripetitore a Fonthill.

Nei prossimi mesi tale ponte radio verrà prolungato sino a Montreal.

assistenza TV

Posseggo da due anni un televisore Admiral 21 che funziona sempre ottimamente, ma che di quando in quando mostra sullo schermo le righe inclinate (in numero di quattro) dai ritorni verticali. Sono a conoscenza che nei moderni televisori sono stati introdotti dei dispositivi che cancellano automaticamente tali tracce di ritorno. E' possibile modificare il circuito del mio televisore in tal senso?

E. Borgo - Torino

Ciò che Lei chiede è perfettamente possibile. Si tratta di iniettare nel circuito di polarizzazione base del tubo catodico (circuito del potenziometro di controllo luminosità) una porzione della tensione a denti di sega della deflessione verticale. Ciò può essere realizzato inserendo (fig. 1) il secondario (bassa impedenza) di un normale trasformatore audio d'uscita su bobina mobile, il cui primario (alta impedenza) viene chiuso su un potenziometro da 100 mila ohm. Tale potenziometro viene poi inserito nel circuito di polarizzazione del tubo catodico come risulta in fig. 1.

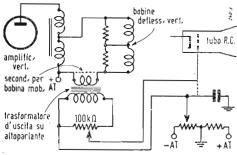



Fig. 1

* * *

Nel mio televisore di marca americana da 21 pollici di recente acquisto, si forma di quando in quando una macchia scura del diametro di circa 5 cm. al centro del quadro di visione. Tale macchia scompare spegnendo l'apparecchio e ricompare generalmente dopo qualche minuto di funzionamento. Il fornitore dell'apparecchio non ha saputo trovare una ragione di tale inconveniente. Potreste voi darmi un consiglio?

M. Agrati - Milano

Certamente. L'inconveniente da Lei notato si è già verificato in parecchi casi analoghi al suo, e dipende da cariche statiche che si accumulano sulla zona centrale del cristallo di protezione di fronte allo schermo, originando una diminuzione della tensione acceleratrice in corrispondenza della zona dello schermo più vicina al cristallo. Il rimedio è di allontanare di circa 5÷10 mm lo schermo dal cristallo di protezione (spostando indietro lo chassis).

* * *

Ho costruito un televisore Tech-Master ed approfitto della Vostra assistenza per correggerne, se possibile, alcuni difetti.

Il trasformatore A.T., d'uscita orizzontale, è privo di bobine di linearità, perciò osservando il monoscopio si nota una deformazione verso destra, come da schizzo.

Inoltre chiedo se fosse possibile modificare il controllo di frequenza orizzontale che si presenta alquanto instabile in sincronismo con il circuito costruito dalla Geloso.

Gianni Crippa - Milano

Effettivamente dal suo schizzo risulta una deformazione dell'immagine dovuta a mancanza di linearità orizzontale.

Non riusciamo a comprendere se la mancanza della bobina di linearità sia una deficienza dell'apparecchio od una circostanza occasionale, nella quale ultima ipotesi potrebbe sostituirla con una di costruzione Geloso. Parimenti le chiediamo maggiori delucidazioni circa il secondo difetto da lei accennato, pel quale si fa anche riferimento al circuito Geloso.

Che cosa non funziona bene? Il circuito Tech-Master od il Geloso; e come mai sono mescolati?

Comunque Ella può benissimo sostituire organi o circuiti originali Tech-Master con altri Geloso: purchè la sostituzione venga fatta con conoscenza di causa.

* * *

Dovrei installare un'antenna esterna per ricevere la televisione da un televisore americano da poco acquistato, che mi ha dato risultati insufficienti con l'antenna interna.

Che tipo di antenna mi consigliate?

A. Agazzi - Lodi

Le consigliamo una Yagi a 4 elementi con discesa in piattina bifilare 300 ohm, ben raccordata al dipolo principale dell'antenna stessa (sezione di linea in quarto d'onda).

Se Ella desidera sfruttare tutte le finezze della definizione dello standard italiano 625 righe ponga attenzione al diametro degli elementi tubolari che compongono l'antenna.

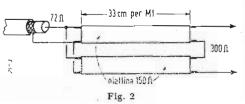
E' stato ormai assodato che tubi di diametro inferiore a 12 mm non consentono un responso completamente lineare entro l'intera gamma dei 7 MHz del canale italiano.

* * *

Come raccordare un cavo di discesa d'antenna da 72 ohm con l'entrata di un televisore a 300 ohm?

C. Corradi - Bergamo

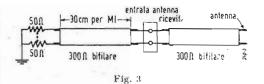
Può adoperare della piattina bifilare da 150 Ω, tagliandola in due pezzi della lunghezza di ¼ d'onda ciascuno.

Fig. 2

Dovendo ricevere l'emittente di Milano (200-207 MHz) la cui lunghezza d'onda è circa 1,80 m, dovrà tener conto della riduzione del quarto d'onda (0,45 m) causato dalla velocità di propagazione ridotta del 0,75, cioè 0,45 × 0,75 = 0,33 metri. Pertanto con due tratti di piattina bifilare lunghi 33 cm affiancati e collegati come da schema qui riprodotto potrà raccordare il suo televisore col cavo a 72 ohm.

* * *

Il mio televisore è collegato all'antenna esterna (sul tetto) pel tramite di una linea bifilare da 300 Ω, però nonostante tutte le cure messe dal mio installatore non sono riuscito a sopprimere del tutto delle riflessioni che mi danneggiano alquanto l'immagine ricevuta. Che cosa mi consigliate di fare?

A. Belli - Milano

Fig. 3

Le consigliamo di derivare dai morsetti d'entrata antenna del suo apparecchio, in parallelo con la linea di trasmissione proveniente dall'antenna, un tratto di piattina bifilare 300 ohm (dello stesso tipo di quella usata pel collegamento con l'antenna) lunga 30 cm (per la ricezione di Milano-TV) all'estremità della quale collegherà una doppia resistenza variabile costituita da due potenziometri da 50 ohm con asse di regolazione solidale in comune.

Il collegamento dei potenziometri lo farà come risulta dallo schizzo qui riprodotto. Così facendo Ella accorderà al meglio il quarto d'onda stabilizzatore.

LA DEVIAZIONE MAGNETICA

(segue da pag. 71)

rente che le percorre, il campo di deviazione verticale è diretto orizzontalmente da destra a sinistra e reagisce col campo proprio della corrente del raggio nel senso di provocare un addensamento al disotto dell'asse del fascetto, ed una rarefazione al disopra; il raggio subisce in conseguenza una forza meccanica che lo sollecita verso il campo più debole, ossia verso l'alto. Dall'azione combinata dei due campi deviatori deriva che la posizione occupata dal raggio in fig. 12 è l'angolo superiore sinistro del quadro. I campi deviatori sono ottenuti facendo percorrere le bobine del giogo da una corrente costante deflettente per centrare la macchia catodica, quindi sovrapponendo una corrente variabile, che provoca il moto deviatore continuo desiderato. La componente continua è generalmente ottenuta effettuando una presa sulla bassa tensione dell'alimentatore anodico, mediante i controlli di centraggio, in entrambi i sensi ortogonali di deviazione. La formazione del reticolo è dovuta all'azione concomitante dei due campi di deflessione dovuti alla speciale forma a dente di sega delle correnti variabili che percorrono il giogo e sovrapposte alle correnti continue di centratura.

(continua)

rassegna della stampa

Metodi di soppressione delle tracce di ritorno nei ricevitori TV (*)

di Gail W. Woodward

E' noto quanto siano fastidiose alla vista le tracce di ritorno del pennello elettronico sullo schermo di un tubo ricevente. L'inconveniente è particolarmente avvertito nei televisori nei quali non è praticato il ripristino della componente continua del segnale video, caso tutt'altro cbe raro. Si discutono qui i sistemi più in uso per cancellare i ritorni dal tubo di visione.

I ritorni che più nuocciono sono quelli verticali, perchè solcano trasversalmente e irregolarmente il reticolo e perciò più visibili. E' quindi logico che si cominci a di essi.

Fig. 1. - *Cancellazione ritorni verticali con impulsi positivi applicati al catodo* k.

Fig. 3. - *Cancellazione ritorni verticali con impulsi negativi applicati in griglia.*

SOPPRESSIONE DEI RITORNI VERTICALI

1) Tubo di sintesi alimentato in griglia colla miscela video-sincro avente gli impulsi sincronizzanti di polarità negativa. Un facile metodo per cancellare i ritorni è quello di applicare al catodo degli impulsi positivi derivati dal trasformatore d'uscita dello stadio amplificatore finale verticale come indicato in fig. 1. La durata degli impulsi cancellatori è uguale al tempo di ritorno dei denti di sega verticali; la loro ampiezza è di circa 80 volt di punta.

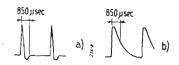



Fig. 2. - *Forme d'onda al catodo* k *per costanti di tempo RC; a) troppo breve, b) troppo lunga.*

La costante di tempo *RC* del circuito di accoppiamento fra l'anodo dell'amplificatore verticale ed il catodo *K* del tubo deve essere piccola rispetto al periodo verticale *V* = 20 msec, e grande rispetto al tempo di ritorno di trama per solito compreso fra 200 a 400 μsec; in fig. 1 si è adottato $RC = 0{,}285 \cdot 10^6 \cdot 3 \cdot 10^{-9} = 855$ μsec, valore che si è dimostrato opportuno in molti casi. Gli impulsi di ritorno in placca del tubo di uscita sono positivi (il dente di sega verticale presenta al primario del trasformatore di uscita il tratto di andata negativo, ossia discendente da sinistra a destra) e, dopo la differenziazione operata dal circuito di accoppiamento, assumono la forma indicata al catodo *K* in fig. 1. Gli impulsi positivi applicati in *K* interdicono il pennello elettronico per tutta la durata dei ritorni verticali e quindi questi non sono più visibili sullo schermo. Il circuito d'accoppiamento agisce anche da divisore di tensione per ridurre l'altissimo guizzo di circa 1,5 kV a valori compresi fra 50 e 100 volt (rapporto circa 19/1). La fig. 2 mette in evidenza le forme d'onda dei guizzi di soppressione al catodo *K* del tubo, quando la costante di tempo non è corretta. La fig. 2a) corrisponde ad una costante di tempo troppo breve (<<850 μsec), il circuito RC provoca un'eccessiva differenziazione del segnale prelevato dall'anodo dello stadio finale verticale; colla forma d'onda di fig. 2a) il quadro presenta una barra brillante in alto. La fig. 2b) contempla il caso in cui la costante di tempo è troppo lunga (>>850 μsec); la relativa forma d'onda produce una barra nera di spegnimento nella parte superiore dell'immagine.

2) Tubo di sintesi alimentato sul catodo colla miscela video-sincro avente gli impulsi sincronizzanti di polarità positiva. Per lo spegnimento dei ritorni è necessario addurre impulsi negativi sulla griglia del tubo catodico come mostrato in fig. 3. Si sfrutta l'inversione di polarità dei guizzi di ritorno operata dal trasformatore di uscita dell'amplificatore verticale. Al secondario tali guizzi sono negativi e vengono inviati alla griglia del tubo attraverso un circuito differenziatore a RC e ad un divisore di tensione. La costante di tempo è dello stesso ordine del caso precedente, ma il divisore di tensione è cambiato, perchè la tensione secondaria è minore della primaria (rapporto 2,33/1).

E' sempre possibile ottenere l'inversione di fase fra tensione secondaria e tensione primaria, invertendo le connessioni del secondario o del primario e le bobine di deviazione verticale. Il condensatore 1 kpF in parallelo ai 15 kΩ nel circuito di griglia, ha lo scopo di fugare a massa gli eventuali residui di frequenza di riga dovuti ad accoppiamento capacitivo delle due coppie di bobine nel giogo deviatore.

Qualora lo stadio di uscita verticale presenti un autotrasformatore in luogo di un trasformatore di uscita, si può girare la difficoltà prelevando il segnale da differenziare dalla griglia dello stadio finale come indica la fig. 4. Le forme d'onda sono analoghe a quelle di fig. 3 e la costante di tempo è dello stesso ordine di grandezza dei casi precedenti, mentre il divisore di tensione varia, perchè la tensione in griglia del tubo amplificatore è piccola (rapporto 2/1).

3) Circuito di cancellazione dei ritorni verticali adatto per tubo alimentato dal video sia in griglia, sia sul catodo (v. fig. 5). Questo schema richiede l'aggiunta di uno stadio (ad es. una sezione di un doppio triodo 6SN7GT), dalla cui uscita in placca si ricava il segnale di spegnimento di polarità negativa, da applicare al 1° anodo.

Il segnale ampio in griglia di T_2 sviluppa una forte polarizzazione negativa per rettificazione di griglia; T_2 è conduttivo solo in corrispondenza delle creste positive del segnale applicato in griglia. Quando il segnale di entrata cade sotto il potenziale di interdizione, l'anodo di T_2 assume la tensione $+V_{AT}$ e la trasmette al 1° anodo del tubo catodico. Durante i brevi periodi di conduzione di T_2 in seguito ai guizzi di ritorno, l'anodo di T_2 e il 1° anodo del tubo catodico assumono un potenziale molto basso, tale da interdire il pennello elettronico, col risultato di rendere invisibili i ritorni sullo schermo luminescente.

Fig. 4. - *Segnali di cancellazione verticale prelevati dalla griglia dello stadio finale.*

SOPPRESSIONE DEI RITORNI ORIZZONTALI

E' abbastanza frequente il fenomeno di superamento negativo del sincro, che trova la sua origine sul trasmettitore e che consiste nel fatto che l'impulso di sincronismo è seguito da uno stretto guizzo negativo che arriva ad interessare anche la regione del bianco (v. fig. 6). Il suo effetto dannoso

(*) Adattato da *Radio-Electronics*, XXIII, n. 12, pag. 38-39, con 8 fig.

sul ricevitore è di tracciare una specie di barra bianca verticale, che può essere spostata, ma non eliminata, agendo sul controllo della frequenza orizzontale.

Il guizzo incide nel tempo di ritorno di riga. ciò che spiega la larghezza della striscia bianca, perchè il ritorno di riga è talmente rapido, che il guizzo viene dilatato. Non è consigliabile ridurre la larghezza di banda della risposta del ricevitore fino a che la frequenza del superamento sia esclusa. perchè ciò peggiora inammissibilmente la qualità della ricezione. Si ricorre allora ad una soppressione dei ritorni orizzontali, polarizzando il tubo catodico talmente negativo, che l'ampiezza del guizzo di superamento non riesca a portarlo in conduzione. Mediante un piccolo avvolgimento supplementare si accoppia la placca dello stadio finale orizzontale al catodo del tubo ricevente.

Gli impulsi positivi di ritorno pilotano il tubo ben oltre il potenziale d'interdizione. Il diodo a cristallo 1N34 e il resistore in parallelo ad esso agiscono da limitatore dell'impulso di superamento negativo, che frequentemente segue l'impulso regolare di sincronismo orizzontale. Il segnale al catodo del tubo è piano durante il tempo di andata del dente di sega, mentre presenta un impulso positivo durante il ritorno. Se l'accoppiamento è forte, è consigliabile sostituire il cristallo 1N34 coi tipi 1N39 e 1N55 più resistenti, ma più costosi. Aggiungendo uno stadio invertitore di polarità è possibile rendere negativa la griglia controllo del tubo, anzichè rendere positivo il catodo, qualora esigenze di polarità del segnale video lo imponessero.

Anche lo spegnimento dei ritorni orizzontali può essere ottenuto analogamente allo spegnimento verticale come in fig. 5, agendo sul 1° anodo del tubo catodico. Si perviene così allo schema di fig. 8.

L'avvolgimento supplementare di accoppiamento deve essere regolato fino a che l'oscillazione negativa di entrata risulta sotto il livello di interdizione del tubo T_2. Si regola poi da ultimo il circuito in modo da ottenere la forma d'onda desiderata per il segnale di spegnimento.

Lo spegnimento dei ritorni è quanto mai utile e dovrebbe essere impiegato normalmente su tutti i ricevitori. A tutt'oggi vari costruttori di televisori adottano la cancellazione dei ritorni verticali, mentre pochissimi provvedono a spegnere i ritorni orizzontali. *(dott. ing. A. Nicolich)*

Fig. 5. - *Cancellazione ritorni verticali con polarizzazione del 1° anodo del tubo.*

soppressione orizz.
sincronismo orizz.
superamento negativo sincronismo

Fig. 6. - *Fenomeno del superamento del sincronismo.*

Fig. 7. - *Cancellazione dei ritorni orizzontali con polarizzazione catodica.*

Fig. 8. - *Cancellazione dei ritorni orizzontali con polarizzazione del 1° anodo del tubo.*

Un semplice modulatore di fase per NBFM (*)

Il circuito di figura 1 va ricordato per la sua semplicità e per i requisiti elettrici come il miglior circuito e vasta ne è l'adozione in tutti i trasmettitori a modulazione di fase o di frequenza di piccola potenza. In questo circuito viene usato un triodo quale amplificatore a radiofrequenza; in virtù della notevole capacità g_1-placca, nei confronti di un pentodo, il circuito anodico sarà percorso da una corrente dovuta all'accoppiamento capacitivo fra il circuito d'ingresso e quello d'uscita. Nel circuito anodico sarà pure presente la corrente causata dall'amplificazione della valvola.

Le relative cadute di tensione che si determinano ai capi del carico anodico R_4 non sono in fase. La caduta di tensione causata dalla corrente dovuta all'accoppiamento capacitivo g_1-placca è all'incirca in fase con la tensione di griglia E_g, mentre la caduta di tensione dovuta all'amplificazione della valvola è sfasata di circa 180° rispetto al segnale d'ingresso E_g.

L'esatta relazione di fase dipende dalla natura dell'impedenza anodica la quale è influenzata dalla capacità d'uscita della valvola. La composizione vettoriale riportata in fig 1b) riproduce le condizioni medie che comunemente si ottengono. Il vettore E_1 riproduce la tensione ai capi di R_4 dovuta all'accoppiamento capacitivo g_1-placca, questa tensione è in anticipo di un piccolo angolo rispetto alla tensione applicata E_g ed E_2 è la componente determinata ai capi di R_4 dalla corrente dovuta all'amplificazione della valvola, quest'ultima è sfasata in anticipo rispetto ad E_g di un angolo leggermente minore di 180°. E_1 sommandosi vettorialmente con E_2 dà la risultante E_p.

Quando viene applicata una tensione modulante la griglia del triodo nel modo indicato nella figura 1a) la conduttanza mutua varia in armonia con la legge di modulazione e di conseguenza varia pure l'amplificazione nello stesso modo. La variazione dell'amplificazione fa variare l'ampiezza di E_2 entro i punti A e B (ved. fig. 1b). E_2 si somma vettorialmene con E_1 che rimane costante di fase e di ampiezza, ne segue che la risultante E_p varierà di fase rispetto ad E_g e gli angoli estremi saranno delimitati dai vettori A_1 e B_1. L'angolo di variazione di fase sarà proporzionale alla tensione modulante. Per far sì che la proporzionalità tra la variazione di fase e la tensione modulante sia lineare, i vettori E_1 ed E_2 vengono mantenuti all'incirca uguali in ampiezza. Al fine di ridurre l'ampiezza di E_2 che tenderebbe ad essere troppo grande rispetto ad E_1 viene posta una resistenza di controreazione R_2.

Il condensatore C_1 è un « by pass » per la RF ed in congiunzione con R_3 può provvedere alla compensazione della tensione modulante per convertire la modulazione di fase in modulazione di frequenza quando questo sia desiderato. Oltre ad una modulazione di fase si ha pure una modulazione d'ampiezza ma è questo un lieve inconveniente che viene eliminato nei successivi stadi moltiplicatori in classe C.

Su questo principio è basato il funzionamento del circuito che J.J. Babkes W2GDC ha presentato sul « *QST* » nel gennaio del 1947 e che è qui riprodotto in figura 2. Al posto di un carico resistivo viene qui posto un circuito oscillante costituito da L_1 C_3. L_2 è la continuazione di L_1. Il rapporto fra L_1 ed L_2 è stato tenuto 2,4 a 1. La bobina L_2 con C_4 assomiglia ad un comune circuito di neutralizzazione, ma il suo impiego in questo

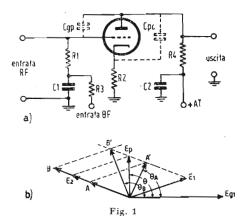



Fig. 1

Fig. 2

(*) *QST*, vol. XXXI, n. 1.

Fig. 3

C1 = 25 microF elettrolitico 25 V; C2, C4 = 0,01 microF carta; C3 = 400 pF mica; C5 = 50 pF mica; C6, C8, C10, C14, C15 = 0,005 microF mica; C7, C12 = 250 pF mica; C9 = 2 pF C.V.A.; C11, C13 = 75 pF C.V.A.; C16, C17 = 8 microF, 450 V elettrolitico; C18 = 0,1 microF carta; R1 = 0,5 Mohm potenziometro; R2, R3, R5, R9 = 0,25 M, ½ W; R4 = 1 kohm ½ W; R6 = 30 kohm ½ W; R7 = 50 kohm ½ W; R8, R10 = 25 kohm ½ W; R11 = 0,1 Mohm ½ W; L5 = 20 Henry, 70 mA.

circuito non è quello di neutralizzare il circuito anodico dell'amplificatore, ma bensì di effettuare una regolazione sia della fase che dell'ampiezza del segnale che agisce fra placca e griglia. Il compensatore C_3 permette così di regolare l'ampiezza e la fase dell'impedenza anodica. Questo circuito permette di ottenere un notevole aumento della variazione dell'angolo di fase e di conseguenza è possibile ottenere una notevole variazione di frequenza. L'adozione di un nucleo magnetico nella bobina andica provoca un aumento della variazione di fase e questo in virtù della componente continua che circola nel circuito anodico e che varia in conformità al segnale modulante posto all'ingresso di tale stadio.

Con questo circuito è possibile ottenere una deviazione di 1500 Hz con una frequenza del quarzo di 4000 kHz nelle condizioni in cui il circuito di fig. 1 fornisce una deviazione di soli 250 Hz.

Riassumendo, con il circuito di fig. 1 si hanno deviazioni della frequenza centrale dell'ordine di $5,6 \cdot 10^{-5}$ mentre con il circuito di fig. 2 le deviazioni della frequenza centrale sono dell'ordine di $3,7 \cdot 10^{-4}$ a parità di condizioni. La fig. 3 riproduce lo schema elettrico del circuito realizzato dall'A. E' questo un trasmettitore NBFM con frequenze di emissione comprese fra 29 e 29,7 MHz e facente uso di un cristallo entro la banda 3625 a 3712 kHz.

La frequenza del quarzo va poi moltiplicata per otto per giungere ai segnali nella gamma dei 29 MHz. In questa gamma si ha una variazione di frequenza che varia da 10 a 12 kHz. Com'è indicato nello schema di figura 3 il circuito pilota è costituito da un doppio triodo di tipo 6SL7GT in cui la prima sezione è montata come oscillatore a cristallo del tipo Pierce, mentre la seconda sezione assolve il compito di modulatrice di fase.

Il cristallo oscilla nella gamma degli 80 metri e l'uscita del modulatore va ad eccitare un tubo di tipo 6V6GT che duplica di frequenza. La modulazione in ampiezza introdotta dal modulatore di fase viene eliminata nel circuito d'ingresso del tubo duplicatore. La potenza ottenuta all'uscita, quando viene impiegato un cristallo comune, è di 3,5 W, potenza largamente necessaria per pilotare un comune trasmettitore dilettantistico, quando il modulatore di fase qui descritto sostituisca un comune V.F.O. Il valore appropriato delle tensioni di BF e di RF nel circuito modulatore è assicurato dalla resistenza catodica di controreazione, R_{10}, ed il partitore di griglia costituito dalle resistenze R_7, R_8, R_9 e C_8 formano il circuito di correzione per convertire la modulazione di fase in modulazione di frequenza, per tale scopo questo circuito fornisce una attenuazione di 6 dB per ottava sopra ai 2000 periodi.

Un secondo tubo di tipo 6SL7 viene usato per amplificare la BF fornita da un microfono il cui livello sia compreso fra —48 e —52 dB; uscita normale di un microfono. Il potenziometro di volume all'ingresso dell'amplificatore agisce quale « controllo di deviazione ».

In questa realizzazione vanno particolarmente curati i collegamenti di RF, che devono essere molto brevi. Per collegare questo oscillatore-modulatore quale V.F.O. bisognerà uscire con un cavetto a bassa impedenza collegato ad un « link » di accoppiamento e giungere così agli stadi moltiplicatori.

(Raoul Biancheri)

Un misuratore di potenza di uscita a RF per OUC (*)

di J. A. Houser (W2VCM)

QUESTA apparecchiatura a 130 MHz ha un rapporto di onda stazionaria pari a 1,3. Apparati costruiti con più cura e con costo molto maggiore hanno un rapporto di onda stazionaria da 1,1 a 1,15.

Il campo di applicazione è esteso dai 3 ai 300 MHz.

Si è fatto uso di uno strumento da 1 mA. E ciò ha contribuito non poco a ridurre il costo dello strumento (vedi fig. 1).

E' molto importante effettuare un buon collegamento di massa ad un capo della presa per attacco coassiale posta sul fronte del pannello della resistenza per alta frequenza a dischi di carbone. Il collegamento infatti deve introdurre la minor induttanza possibile.

Il cuore di un simile apparato è composto dalla resistenza ad alto wattaggio che funziona da carico per l'alta frequenza.

Si tratta di dischi di carbone forati al centro e ramati in superficie. Essi vengono posti e stretti tra altrettanti dischi di rame argentato. Le dimensioni sono di 19 mm per il diametro del disco e di 6 mm per il foro interno con uno spessore di esso pure di 6 mm circa.

Generalmente questi dischi forniscono una resistenza di 2,5 ohm per disco.

Con una disposizione di questo genere praticamente antinduttiva è stata realizzata la resistenza da 50 ohm di terminazione da cavo coassiale.

Si tenga presente infatti che questa apparecchiatura è stata costruita in pratica per misurare la potenza dei V.H.F. portatili che fanno appunto uso di tale cavo.

La misura viene realizzata con l'aiuto di un partitore capacitivo costituito da un condensatore da 5 pF di buona costruzione in serie con un condensatore da 0,25 600 V a carta. Dalla ridotta capacità del primo condensatore dipende la linearità del sistema. A patto che il secondo abbia però una resistenza interna di almeno 200 Mohm.

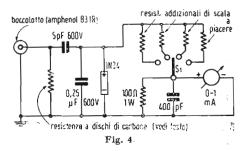



Fig. 4

Il diodo al germanio viene montato direttamente ai capi del condensatore ed il gioco della resistenza di shunt (nel nostro caso 100 Ω) e delle resistenze addizionali stabilisce il valore fondo scala.

L'autore ha predisposto con un semplice commutatore due portate: 10 e 100 W fondo scala.

(ing. F. Simonini)

(*) *Radio & Television News*, vol. XLIII, n. 4, pag. 63, 114 e 116, con 1 fig.

Telecomando per piccola automobile-giocattolo (*)

di William H. Minor

L'AUTORE presenta un telecomando costruito con 2 sole valvole di tipo doppio triodo tipo 3A5. Il funzionamento è analogo a quello impiegato per un telecomando pubblicato sulla stessa rivista nell'ottobre del 1950 e da noi già riportato.

In tale schema si faceva uso del fruscio di superrigenerazione per bloccare il tubo finale. In questo circuito invece è la bassa frequenza di modulazione del trasmettitore che provoca il blocco del tubo finale con conseguente caduta di un relè.

Rispetto al precedente quindi presenta lo svantaggio di un maggior consumo delle batterie. Punto questo di non lieve importanza. Le batterie a secco derivate dalla pila Leclanchè hanno infatti tendenza a polarizzarsi rapidamente salvo tornare in

(*) *Radio & Television News*, vol. XLVIII, n. 4, pag. 35, con 9 fig. e 9 fotografie.

Fig. 1

$R1$ = 50.000 ohm, ¼ W; $R2$ = 10 Mohm, ¼ W; $R3$ = 150 kohm, ¼ W; $R5$ = 270 kohm, ¼ W; $R6$ = 5,6 Mohm, ¼ W; $C1$ = 50 pF mica; $C3$, $C5$, $C6$ = 10.000 pF, 400 V; $C4$, $C7$ = 6.000 pF, 400 V; $C8$ = 0,25 microF, 200 V; $RFC1$ = $RFC2$, vedi testo; $RL1$ = relè sensibile di 10 kohm di avvolgimento; $RL2$ = commutatore ad inversione, vedi fig. 2; $PL1$, $PL2$ = lampadine micromignon da 2,2 V; $L1$ = 144-148 MHz, 4 spire, filo 0,8 smalto diametro 1 mm, lunghezza 1 cm; 220-225 MHz, 9,5 spire, filo 0,8 smalto diametro 1 mm, lunghezza 8 mm; $V1$, $V2$ = tubi 3A5.

ottime condizioni alla prima interruzione della erogazione.

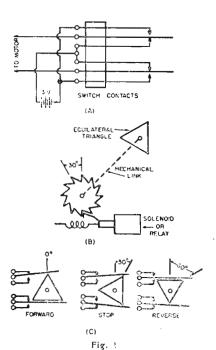
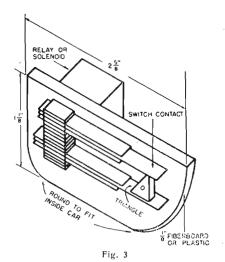
D'altra parte la cosa non ha grande importanza in questo caso se si pensa che l'apparato viene applicato ad un giocattolo, e non ad un velivolo o ad un battello per i quali il fattore sicurezza ha un'importanza molto maggiore.

La fig. 1 fornisce ogni dettaglio dello schema elettrico e dei valori dei componenti relativi.

Le due induttanze RFC_1 ed RFC_2 vengono costruite con 35÷40 spire di filo da 4-5 decimi, 1 copertura smalto, sul supporto che può fornire una resistenza da 10 MΩ, ½ W.

I comandi sono tre: avanti, stop, indietro sfruttando il funzionamento reversibile del piccolo motore a 3 V.

Le fig. 2 e 3 indicano l'ingegnoso sistema con cui viene realizzata la commutazione.

Il trasmettitore di ridottissime dimensioni (una volta e mezza un comune pacchetto di sigarette americane) è alimentato in alternata e deve fornire una potenza ridotta (dato il ridottissimo raggio d'azione) anche per il fatto che tale riduzione evita la licenza di trasmissione.

La fig. 4 dà due schemi degli apparati trasmittenti di comando. La soluzione A per montaggio normale. La soluzione B per costruzione con dimensioni ridotte.

Tutta la messa a punto consiste nell'allineare come frequenza di funzionamento sia il trasmettitore che il ricevitore.

Per ulteriori schiarimenti rivolgersi a « *l'antenna* ».

(ing. F. Simonini)

Fig. 3

piccoli annunci

CERCASI cassetta protezione per SX28. Indirizzare a: Boykow E., Gretta 25, Trieste.

ERRATA CORRIGE

La Ditta FAREF comunica che il prezzo del Mod. PRIMULA/F2 è di L. 35.250 anzichè lire 32.250 come apparso nel fascicolo di febbraio u.s. della Rivista.

Fig. 2

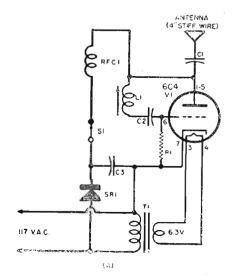
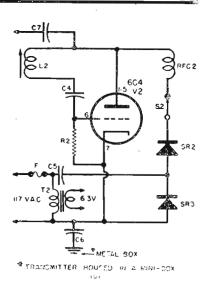
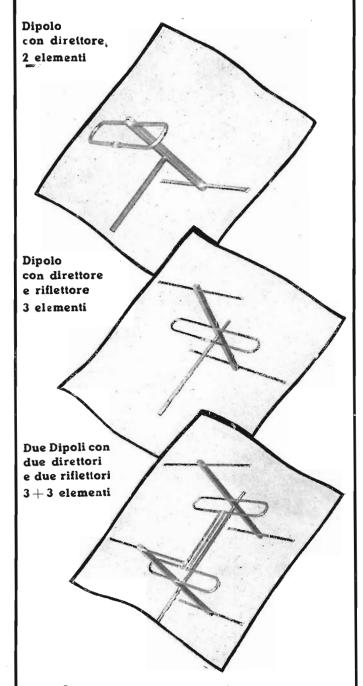



Fig. 4

Circuito A: $R1$ = 10 kohm, ¼ W; $C1$ = 100 pF, mica; $C2$ = 35÷50 pF, mica; $C3$ = 10 microF, 150 V elett.; $RFC1$ = 10 microH, imp. A.F.; $L1$ = 144-148 MHz, 4 spire filo 0,8 smalto, diametro 1,25 mm, lunghezza 8 mm; 220-225 MHz, 2 spire filo 0,8 smalto, diametro 1,25 mm, lunghezza 8 mm; $SR1$ = rettificatore selenio da 35 mA.

Circuito B: $R2$ = 10 kohm, ¼ W; $C4$ = 50 pF; $C5$ = 10 microF, 150 V elett.; $C6$ = 10.000 pF, 400 V; $C7$ = 100 pF, mica; $RFC2$ = vedi $RFC1$; $L2$ = vedi $L1$; $SR2$, $SR3$ = rettificatore al selenio da 35 mA.

antenne per TV

Ogni antenna viene fornita con adattatore per l'impedenza desiderata

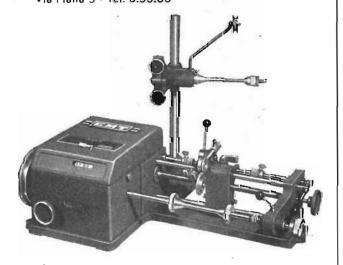
A richiesta inviamo listino con le migliori quotazioni

STOCK RADIO

FORNITURE ALL'INGROSSO E AL MINUTO PER RADIOCOSTRUTTORI

Via P. Castaldi, 18 ● **MILANO** ● Telefono 27.98.31

RMT

RADIO MECCANICA - TORINO
Via Plana 5 - Tel. 8.53.63

BOBINATRICE LINEARE Tipo UVV/N per fili de 0,05 a mm. 1,2.

ALTRI TIPI DI BOBINATRICI.

Tipo U V/AV per fili da 00,3 a mm. 0,5 (oltre al tendifili normale questa macchina viene fornita con uno speciale tendifili per fili capillari montato sullo stesso carrello guidafili.

Tipo UV SL per larghezza di avvolgimento fino e mm. 300.

A richiesta possiamo fornire le macchine motorizzate; bracci tendifili supplementari e relativi guidafili per l'avvolgimento simultaneo di più bobine.

CHIEDETECI LISTINI E ILLUSTRAZIONI

Concessionaria: **RAPPRESENTANZE INDUSTRIALI**
Via Privata Mocenigo 9 - MILANO - Tel. 57.37.03

FABBRICA RESISTENZE CHIMICHE

VIA ARCHIMEDE, 16 - MILANO - TEL. 58.08.36

Il valore dei resistori chimici la qualità e la loro perfezione è legata alla scelta delle materie prime e alla precisione tecnica della fabbricazione.

La **Tenax** *Vi garantisce che questi due presupposti sono alla base della propria produzione.*

FONOPRESS

IMPORTATORI DIRETTI
DI TUTTA LA GAMMA DI

CINESCOPI "TUNG-SOL"
PER TELEVISIONE

FONOPRESS

MILANO - Via S. Martino, 7 - Telef. 33.788
TORINO - Via Mazzini, 31 - Telef. 82.366
ROMA - Via XX Settembre, 4 - Tel. 483.502

Nastri Magnetici "SCOTCH"
Sound Recording Tape

Minnesota Mining & MFG. Co. S. PAUL - Minn.

Lo "SCOTCH" nastro magnetico per riproduzioni sonore possiede **anche** queste caratteristiche costruttive

- UNIFORMITÀ DI TUTTE LE BOBINE - Il controllo della superfice magnetica assicura un costante rendimento.
- NASTRO SOTTILISSIMO - Resistente alla temperatura ed alle variazioni di umidità.
- NON SI ARRICCIA NON SI ARCUA - Il nastro rimane piano contro la testina magnetica insensibile alle variazioni atmosferiche.
- UNIFORMITÀ DELLA SUPERFICE MAGNETICA - Nessuna "caduta" nella registrazione dovuta a irregolarità.
- MAGGIOR DURATA - Uno speciale processo lubrificante riduce l'attrito.
- MAGGIORE SELETTIVITÀ - Maggior rendimento del vostro apparecchio.

in vendita presso i migliori rivenditori

REG. U. S. PAT. OFF.
SCOTCH
BRAND
SOUND
RECORDING
TAPE

IMPORTANTE: Vi sono molte marche di nastri magnetici. Insistete sullo "SCOTCH" il nastro *lubrificato* che garantisce la massima fedeltà, chiarezza di riproduzione ed assenza di distorsioni. Il più usato nel mondo.

Distributori esclusivi per l'Italia: ***VAGNONE & BOERI*** - VIA BOGINO, 9/11 - TORINO

Macchine bobinatrici per industria elettrica

Semplici: per medi e grossi avvolgimenti.

Automatiche: per bobine a spire parallele o a nido d'ape.

Dispositivi automatici: di metti carta di metti cotone a spire incrociate.

NUOVO TIPO AP9 p.
per avvolgimenti a spire incrociate e progressive

VENDITE RATEALI

Via Nerino 8
MILANO

ING. R. PARAVICINI - MILANO - Via Nerino 8 (Via Torino) - Telefono 803-426

NAPOLI
Vis Radio - Corso Umberto, 132

MILANO
Vis Radio - Via Stoppani 8

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO - Tip. TIPEZ V.le Cermenate 56
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - CORSO SEMPIONE, 6 - MILANO

Geloso

ore liete...

TELEVISIONE E RADIO GELOSO

GENERAL
CEMENT
SPRAY-KOAT
SPRUZZATURA AUTOMATICA
SPRAY-KOAT
NO MESS' • JUST PRESS A LEVER
GENERAL CEMENT MFG. CO.
ROCKFORD, ILL. U.S.A.